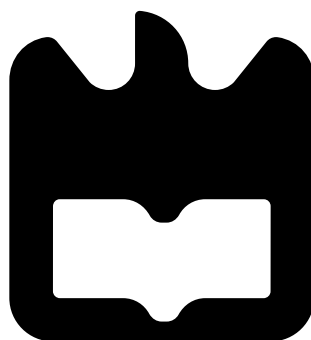




**Henrique Manuel
Seabra
Benzinho de Matos**

**Monitorização da Qualidade da Água no Cultivo de
Salicornia**





**Henrique Manuel
Seabra
Benzinho de Matos**

Monitorização da Qualidade da Água no Cultivo de Salicornia

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica de José Alberto Gouveia Fonseca, Professor Associado do Departamento Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

o júri / the jury

presidente / president

Alexandre Manuel Moutela Nunes da Mota

Professor Associado da Universidade de Aveiro

vogais / examiners committee

José Alberto Gouveia Fonseca

Professor Associado da Universidade de Aveiro (orientador)

António João Nunes Serrador

Professor Adjunto do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

agradecimentos / acknowledgements

À minha família, em especial aos meus pais e irmã, por todo o apoio incondicional que me deram e pelo esforço que fizeram para eu chegar aqui.

Aos meus amigos, Hugo, Rui, Vilas e Pedro, que me acompanharam e estiveram sempre ao meu lado nesta aventura.

Ao meu orientador, Professor José Alberto Fonseca, pela ajuda na concretização desta dissertação e ajuda a ultrapassar dificuldades que surgiram.

Agradeço à MicroIO, por todas as condições e recursos que me foram disponibilizados e em particular ao Departamento de *Hardware*, por toda a boa disposição e simpatia que tiveram comigo. Contudo, devo um agradecimento especial ao Rui Rebelo, Daniel Silva e Nelson Cardoso por toda ajuda dada e conhecimentos transmitidos.

Agradeço à Professora Helena Silva do Departamento de Biologia da Universidade de Aveiro, pela sua disponibilidade, simpatia e pelas inúmeras vezes que me emprestou material para realizar os testes.

Palavras Chave

Sistemas Embutidos, Condutividade, Salinidade, SIGFOX, *Total Dissolved Solids*, Geolocalização, Acelerómetro

Resumo

Nos dias de hoje o paradigma transversal a qualquer atividade económica é o de otimização de recursos e maximização da produção. Na produção agrícola isto não é exceção e por esse motivo os mecanismos de monitorização de parâmetros que influenciem a rentabilidade e qualidade da produção começam a ser indispensáveis e preponderantes no sucesso do negócio.

No cultivo da Salicórnia, uma planta holófita cujo cultivo intensivo tem vindo a crescer na zona da Ria de Aveiro, um dos parâmetros cuja sua rentabilidade pode estar ligada é ao parâmetro da salinidade, mais concretamente do solo e da água de irrigação. É por isso desejada, a fim de maximizar a sua produtividade, uma solução que permita a monitorização deste indicador a fim de fornecer dados que permitam entender de que forma a salinidade influencia o crescimento da planta. A técnica mais popular para obter este indicador é a da sua determinação indireta a partir da condutividade elétrica.

Nesta dissertação desenvolveu-se um protótipo autónomo, altamente personalizável, de baixo consumo, baixo custo, capaz de realizar medições de condutividade, com funcionalidades de alarmística e geolocalização. A comunicação é feita utilizando uma recente tecnologia de comunicação denominada por SIGFOX.

Dada a versatilidade que o indicador de condutividade tem na monitorização da qualidade da água, existe um vasto número de aplicações onde esta solução pode também ser aplicada, como por exemplo, na monitorização da qualidade da água doce ou na monitorização de poluentes junto a zonas industriais.

O resultado do trabalho efetuado demonstra que todas as funcionalidades propostas foram implementadas com sucesso, que as especificações de medição de condutividade foram cumpridas e que a comunicação SIGFOX é uma solução de fácil e rápida implementação e por isso vantajosa neste tipo de sistemas.

Keywords

Embedded Systems, Electrical Conductivity, Salinity, SIGFOX, Total Dissolved Solids, Geolocation, Accelerometer

Abstract

Nowadays, the status quo in any economic activity is the resource optimization and production maximization. In agricultural production this is no exception thus, the mechanisms to monitor the parameters, which can influence the production's profitability and quality, start to become imperative and crucial in business success.

In the farming of Salicornia, an halophyte plant which the intensive farming has been growing in the region of Ria de Aveiro, one of the parameters that can be connected to the plant's productivity is the Salinity, more specifically, soil and water salinity. Therefore it is desired a solution that can monitor this indicator in order to provide enough data to understand how salinity affects Salicornia's growth. The most popular technique to estimate this value is by measuring the electrical conductivity.

In this thesis, it was developed an autonomous prototype, highly customizable, low powered, low cost, which is able to measure the electrical conductivity with geolocation and alarmistic features. The wireless communication is achieved using a recent IoT technology named SIGFOX.

Considering the versatility of electrical conductivity in the assessment of the water quality, this solution can be applied to several other scenarios, like sweet water and water pollutants monitoring.

The outcome of this work shows that all the features have been successfully implemented, the conductivity measurement requirements have been fulfilled and it was proved that SIGFOX's implementation is easy, fast and therefore a good solution for wireless communication in similar scenarios.

Índice

Índice	i
Índice de Figuras	v
Índice de Tabelas	ix
Acrónimos	xi
1 Introdução	1
1.1 Enquadramento do trabalho	2
1.2 Motivação	3
1.3 Objetivos	3
1.4 Estrutura do documento	4
2 Estado de Arte e Conceitos Teóricos	7
2.1 Condutividade	8
2.1.1 Definição	8
2.1.2 Resistência, Resistividade, Condutância e Condutividade	8
2.1.3 Princípio de Medição	9
2.1.4 Contribuição iónica para a condutividade elétrica	10
2.1.5 A dependência da condutividade com a temperatura	12
2.2 Métodos de Medição de Condutividade	14
2.2.1 Método Indutivo	14
2.2.2 Método de Contacto	14
2.2.3 Comparação entre métodos	16
2.2.4 Fontes de erro na medição da condutividade	16
2.2.5 Células de medição de condutividade	18
2.2.6 Soluções Comerciais	20
2.3 Indicadores indiretos da condutividade: TDS e Salinidade	23
2.3.1 Salinidade	23
2.3.2 Métodos alternativos de medição	25
2.3.3 TDS - <i>Total Dissolved Solids</i>	26
2.4 Comunicações IoT	28

2.4.1	Tecnologias na Banda ISM	30
2.4.2	SIGFOX	31
2.4.3	Soluções concorrentes	37
2.4.4	Redes Celulares	39
2.4.5	Comparação LPWANs	40
2.5	Outras Tecnologias	41
2.5.1	Métodos de Geolocalização	41
2.5.2	Acelerómetro	43
3	Descrição do Problema e Arquitetura de Sistema	45
3.1	Descrição do Problema	46
3.1.1	Requisitos de Medição	48
3.2	Solução Proposta	48
3.2.1	Arquitetura da Solução	49
3.2.2	Módulos do Sistema	50
3.2.3	Características	51
3.3	Funcionamento	52
3.3.1	Estados de Funcionamento	52
3.3.2	Comunicação na rede SIGFOX	53
3.3.3	Tipo de Informação Transmitida	54
3.3.4	Formato de Mensagens	56
3.3.5	Parâmetros Configuráveis	57
4	Hardware e Firmware	59
4.1	Hardware	60
4.1.1	Blocos de Hardware do Sistema	60
4.1.2	Microcontrolador (μC)	61
4.1.3	Medição de Condutividade	62
4.1.4	ADC- <i>Analog to Digital Conversion</i>	75
4.1.5	Alimentação	81
4.1.6	GPS	84
4.1.7	Acelerómetro	85
4.1.8	SIGFOX	86
4.1.9	Conectores	87
4.1.10	Circuito Impresso (PCB)	88
4.1.11	Célula	91
4.2	Firmware	93
4.2.1	Máquina de Estados	93
4.2.2	Inicialização do μC e módulos de <i>hardware</i>	96
4.2.3	Estrutura de Dados	96
4.2.4	Poupança de energia	97
4.2.5	GPS	98
4.2.6	Medição de Condutividade e Temperatura	103

4.2.7	Acelerómetro	107
4.2.8	SIGFOX e codificação de mensagem	108
4.3	Consumos Energéticos	111
4.3.1	μ C	111
4.3.2	Periféricos e Blocos de Hardware	112
4.3.3	Estado Ativo	113
4.3.4	Estado Inativo	114
4.4	Custo da Solução	115
4.4.1	Circuitos Integrados	115
4.4.2	Componentes Passivos	115
4.4.3	Periféricos	115
4.4.4	Outros Componentes	116
5	Resultados e Análise	117
5.1	Circuito de Medição da Condutividade	118
5.1.1	Medições individuais a pontos e blocos relevantes	118
5.1.2	Medição da tensão eficaz	120
5.1.3	Medição de Corrente	124
5.1.4	Célula de Condutividade	127
5.1.5	Validação Termómetro	129
5.1.6	Condutividade	130
5.2	SIGFOX	134
5.2.1	Resultados	134
5.2.2	Análise	137
5.3	GPS	138
5.3.1	Resultados	138
5.3.2	Análise	138
5.4	Consumos Energéticos e Autonomia Energética	139
5.4.1	Resultados	139
5.4.2	Análise	140
6	Conclusões e trabalhos futuros	143
6.1	Conclusões do trabalho	144
6.2	Trabalho Futuro	145
6.2.1	Condutividade	145
6.2.2	Funcionamento em Ambiente Não Controlado	146
6.2.3	Alimentação a Bateria	147
6.2.4	Geolocalização	147
6.2.5	Desenvolvimento de software de aquisição e processamento da informação transmitida para a rede SIGFOX	147
6.2.6	Otimização de custo de alguns componentes	147
	Bibliografia	149

A	Algoritmo de Salinidade Prática	157
A.1	Algoritmo de cálculo	157
B	Hardware	159
B.1	Esquemático Elétrico	159
B.2	ADC	164
B.2.1	Características da ADC	164
B.2.2	Requisitos da ADC	164
B.2.3	Cálculo do tempo mínimo de aquisição da ADC	164
B.2.4	Acondicionamento de Sinal	165
B.3	AD8226	166
B.4	AD8601	167
B.5	AD8607	167
B.6	Gerador de Sinal de Polarização da Sonda	168
B.7	OPA197	168
B.8	MOSFET	169
B.9	PCB	169
B.9.1	Adaptação da pista para comunicação RF	169
B.9.2	Layout PCB	171
B.9.3	PCB Impressa	173
B.9.4	Fabrico e <i>Assembly</i> do Circuito Impresso	174
B.9.5	Célula de Condutividade	175
B.10	Erros	176
B.10.1	Erro Teórico da tensão de Referência 3V	176
B.11	Resultados e Análise	177
B.11.1	Condutivímetro- <i>COND3110</i>	178

Índice de Figuras

2.1	Representação do princípio de medição e das constante físicas de uma célula de dois elétrodos retangulares	10
2.2	Gráfico com a relação entre condutividade, temperatura e os dois diferentes tipo de compensação	13
2.3	Representação do método indutivo utilizado para medir a condutividade de uma solução	15
2.4	Representação simplificada do comportamento das cargas iónicas quando aplicado um potencial eléctrico entre dois elétrodos	15
2.5	Comportamento das cargas eléctricas quando submetidas a um potencial eléctrico DC e AC	16
2.6	Representação de polarização nas sonda de 2 e 4 elétrodos	17
2.7	Representação do método de medição com sonda de 2 elétrodos e respetiva aparência típica	18
2.8	Representação do método de medição com célula de 4 elétrodos e respetiva aparência típica	19
2.9	Intervalo de valores de condutividade recomendados e não recomendados para cada tipo de célula e material dos respetivos elétrodos	20
2.10	Condutivímetros portáteis de alta performance	21
2.11	Soluções autónomas de condutivímetros	22
2.12	Exemplificação da Lei de Snell entre o meio aquático e o ar	26
2.13	Típicos modelos de refractometro	27
2.14	Tipos de comunicações no universo IoT	29
2.15	Visão geral das tecnologias de comunicação IoT de acordo com o alcance e débito	30
2.16	Arquitetura de rede usada em SIGFOX	32
2.17	Enquadramento da stack SIGFOX no modelo OSI	33
2.18	Representação dos esquemas de transmissão e receção entre um nó e uma <i>base station</i>	34
2.19	Apresentação de mensagem na GUI da rede SIGFOX	35
2.20	Arquitetura de rede usada em LoRa	38
2.21	Representação dos três cenários de utilização de espectro do NB-IoT	40
3.1	Exemplar de uma planta de Salicórnia	46

3.2	Enquadramento dos sensores de condutividade	48
3.3	Visão da solução proposta ao nível do dispositivo	49
3.4	Representação modular do dispositivo proposto para solução	50
3.5	Fluxograma com as atividades executadas no modo de Medição	52
3.6	Fluxograma com as atividades executadas no modo de Alerta	53
3.7	Representação do enquadramento do dispositivo na rede	54
3.8	Mapa de cobertura da rede SIGFOX em Portugal Continental e na Região de Aveiro	55
4.1	Diagrama de blocos do <i>hardware</i>	60
4.2	PIC18F26J13 e respetivas ligações aos pinos	61
4.3	Diagrama de blocos do módulo de medição de condutividade	62
4.4	Representação gráfica da dependência entre a corrente, resistência e diferença de potencial entre os elétrodos interiores.	64
4.5	Gráficos de relação entre Condutividade e respetiva Resistência com Temperatura e Constante de Célula	65
4.6	Diagrama de blocos do módulo de <i>hardware</i> responsável por gerar o sinal de polarização da célula	68
4.7	Esquemático do filtro Passa Banda	69
4.8	Diagrama de blocos do módulo de medição de condutividade	71
4.9	Representação do bloco de <i>hardware</i> de comutação de resistência de ganho	72
4.10	Representação do esquemático com a configuração TIA e o comutador de ganho ADG709	73
4.11	Representação do bloco de <i>hardware</i> responsável pela medição da diferença de potencia gerada nos elétrodos interiores do sensor	74
4.12	Diagrama de blocos do <i>hardware</i> de interação com a ADC	76
4.13	Exemplo de processo de amostragem da ADC configurada com 4 ciclos de aquisição	76
4.14	Circuito de tensão referência de 3V utilizado pela ADC	77
4.15	Produção de tensão DC de 1.5V para polarização do sinal AC V/V	78
4.16	Esquemático do bloco de acondicionamento de sinal I/V	79
4.17	Filtro RC	80
4.18	Representação do sensor de temperatura e respetivas ligações	80
4.19	Bateria e diagrama de blocos do <i>hardware</i> responsável por regular a alimentação do circuito	81
4.20	Esquemático elétrico do regulador MCP1700T	82
4.21	Circuito elétrico de criação da tensão de alimentação -3V3 com o LM2776	83
4.22	Representação dos blocos de interruptor de alimentação	84
4.23	Bloco de <i>hardware</i> responsável pela geolocalização	85
4.24	Antena Externa para comunicação GPS	85
4.25	Circuito de alimentação e comunicação do MMA8252FC	86
4.26	Bloco de <i>hardware</i> SIGFOX	86
4.27	<i>Adhesive Antenna</i>	87

4.28	Conectores presentes no dispositivo - <i>debugging</i> , interface de programação, célula de condutividade, ligação de bateria	88
4.29	<i>Circuito impresso da solução proposta para esta dissertação</i>	88
4.30	Representação do guia de ondas coplanar	90
4.31	Célula de condutividade TetraCon 325	91
4.32	Dimensões geométricas da célula projetada	92
4.33	Célula desenvolvida	93
4.34	Diagrama de Estados implementado	94
4.35	Algoritmo de entrada para o modo <i>Sleep</i> e <i>Deep Sleep</i>	97
4.36	Diagrama de atividade do algoritmo de verificação se o μC reiniciou do modo <i>Deep Sleep</i>	98
4.37	Diagrama de Atividade do Algoritmo de Receção e Armazenamento dos dados de geolocalização	100
4.38	Diagrama de Atividade do Algoritmo de <i>Parsing</i> dos dados de geolocalização	101
4.39	Diagrama de Atividade do Algoritmo de <i>Timeout</i> na aquisição dos sinal GPS	103
4.40	Diagramas de Atividade dos Algoritmos de Medição de Condutividade e Temperatura (a) e Medição da Tensão Eficaz (b)	104
4.41	Diagrama de Atividade do algoritmo de Auto-Ganho	106
4.42	Diagrama de Atividade do processo de leitura da temperatura usando o sensor DS18B20	107
4.43	Sequência de operações para entrar e sair do modo de configuração	108
4.44	Exemplo do formato de uma mensagem SIGFOX com 3 bytes de <i>payload</i>	109
4.45	Composição detalhada da mensagem periódica	109
4.46	Composição detalhada da mensagem aperiódica	110
4.47	Algoritmo de formação da trama SIGFOX	111
5.1	Representação do sinal de polarização da célula	118
5.2	Representação gráfica dos níveis da ADC, que correspondem a valores de tensão instantânea, resultantes da amostragem de um sinal sinusoidal	119
5.3	<i>Setup</i> de teste do módulo de medição de tensão	121
5.4	Gráfico da relação entre valores de tensão eficaz referência e erro máximo relativo registado na sua medição	122
5.5	Gráfico de valores de tensão eficaz média obtidos na medição da tensão eficaz de sinais referência	122
5.6	<i>Setup</i> de teste do módulo de medição de corrente	124
5.7	Gráfico exibe o erro relativo máximo obtido na medição de correntes eficazes referência entre	125
5.8	Gráfico da relação entre valores de corrente eficaz referência e erro máximo relativo registado na sua medição	126
5.9	Resultados da determinação da constante geométrica da célula comercial e da célula desenvolvida no âmbito desta dissertação	128
5.10	Resultados da determinação da constante geométrica da célula comercial	128

5.11	Gráfico da relação entre a temperatura referência, o valor medido e o respectivo erro absoluto	130
5.12	Gráfico da relação entre condutividade referência e respectivo erro relativo da medição	132
5.13	Gráfico da relação entre condutividade referência e o valor médio medido	132
5.14	Gráfico da relação entre condutividade específica e a temperatura	133
5.15	Mensagens transmitidas pelo módulo SIGFOX F321D	135
5.16	Mapa dos locais onde foi feita a avaliação da cobertura, na tabela 5.9 da rede SIGFOX.	136
5.17	Mapa da localização dos dois pontos onde foi testada a transmissão de múltiplas mensagens	137
B.1	Esquemático do circuito - secção do μC	160
B.2	Esquemático do circuito - secção de periféricos	161
B.3	Esquemático do circuito - secção de alimentação	162
B.4	Esquemático do circuito - secção de medição de condutividade	163
B.5	Características da ADC do PIC18F26J13	164
B.6	Requisitos temporais da ADC do PIC18F26J13	164
B.7	Configuração sugerida para a tensão de referência do InAmp AD8226	166
B.8	Gráfico Frequência vs Impedância de Saída do OpAmp AD8601	167
B.9	AD8607 Impedância de Saída vs Frequência	167
B.10	Relação entre tensão do sinal de saída e corrente máxima capaz de fornecer a uma carga	168
B.11	Gráfico de relação V_{gs}, V_{ds} e corrente de dreno I_d	169
B.12	<i>Layout</i> da PCB para adaptação da comunicação RF a 50 Ω utilizando linhas de transmissão	169
B.13	Cálculo dos valores de largura e espaçamento entre condutores utilizando o <i>software</i> Saturn PCB Design	170
B.14	<i>Layout</i> do circuito impresso com planos de massa escondidos	171
B.15	<i>Layout</i> do circuito impresso com planos de massa	172
B.16	Circuito impresso antes da fase de <i>assembly</i>	173
B.17	<i>Stencil</i> usado para a colocação da pasta de soldar	174
B.18	Processo de soldadura	174
B.19	Simulação das linhas de corrente, dentro da célula, entre os polos externos da sonda	175
B.20	Simulação das linhas de corrente dentro e fora da célula entre os polos externos da sonda	175
B.21	Descrição da relação entre os indicadores de qualidade de ligação SIGFOX e os indicadores RSSI e número de <i>base stations</i> que recebem a mensagem	177
B.22	Especificações de exatidão e resolução do condutivímetro Cond3110	178

Índice de Tabelas

2.1	Tabela com diferentes exemplos de soluções e respectivas condutividades típicas	12
2.2	Tabela com os diferentes intervalos de coeficientes de temperatura usados de acordo com a amostra em análise	13
2.3	Tabela comparativa entre os métodos de medição de condutividade	16
2.4	Tabela comparativa entre as características das células com dois e quatro elétrodos	21
2.5	Tabela comparativa entre algumas soluções do mercado	22
2.6	Escala da OMS para o sabor da água em função da sua concentração de TDS	27
2.7	Tabela com as características rádio da tecnologia SIGFOX	33
2.8	Tabela sintetizada das características da rede SIGFOX	37
2.9	Tabela sintetizada das características das redes LPWAN analisadas. . . .	41
2.10	Tabela comparativa das características dos sistemas de localização GNSS e das redes LPWAN	43
3.1	Tabela de requisitos para os parâmetros de Condutividade e Temperatura .	48
3.2	Tabela com as constantes de célula K_{ext} e K_{int} compatíveis com o sistema	52
3.3	Informação transmitida na mensagem Periódica	56
3.4	Informação transmitida na mensagem Aperiódica	56
3.5	Códigos e tipos de erro associados às mensagens	57
4.1	Tabela com as gamas de corrente e respetivo ganho/resistência utilizados para conversão da corrente em tensão	74
4.2	Tabela discriminativa dos parâmetros transmitidos na frase NMEA do tipo GPGGA	100
4.3	Tabela de correspondência entre $R_{sensing}$ e os pinos de <i>multiplexing</i> A1 e A0	105
4.4	Tabela com os modos de funcionamento do μC PIC18F26J13 e respetivo consumo	111
4.5	Periféricos Internos do μC usados e respetivos consumos máximos	111
4.6	Periféricos usados e respetivos consumos máximos	112
4.7	Tipo de alimentações e respetivo consumo energético	112
4.8	Consumo energético dos Circuito Integrados que compõe o <i>hardware</i> envolvido na medição da condutividade	113

4.9	Custo dos circuitos integrados que integram a solução proposta	115
4.10	Custo dos componentes passivos que integram a solução proposta	115
4.11	Custo dos periféricos que integram a solução proposta	116
4.12	Custo dos componentes que integram a solução proposta	116
5.1	Tensões de Alimentação e Referência Medidas	118
5.2	Amplitude Eficaz dos Harmônicos do sinal sinusoidal usado para polarização da célula	119
5.3	Comparação entre valores de tensão eficaz referência e o valor lido no instrumento de teste	121
5.4	Comparação entre valores de tensão eficaz referência e o valor lido no instrumento de teste	123
5.5	Valores mínimos, médios e máximos e erro máximo relativo obtidos na medição de correntes eficazes referência	125
5.6	Comparação entre valores de corrente eficaz referência e o valor lido no instrumento de teste	126
5.7	Valores mínimos, médios e máximos e erro máximo relativo obtidos na medição de condutividades referência	131
5.8	Comparação entre a variação de valores de condutividade referência e a variação do valor lido pelo sistema em teste	133
5.9	Resultados de cobertura das 11 localizações marcadas no mapa da figura 5.16	136
5.10	Avaliação da taxa de sucesso na transmissão de 141 mensagens através da rede SIGFOX	137
5.11	Tabela com resultados do teste ao período necessário para o módulo GPS possuir uma posição válida a partir dos modos de arranque <i>Cold</i> e <i>Hot Start</i> .	138
5.12	Relação entre o número de satélites usados para adquirir a geolocalização e o seu respetivo erro médio e desvio máximo	139
5.13	Consumo instantâneo máximo medido nos estados definidos na máquina de estados do sistema	140
5.14	Duração medida dos estados definidos na máquina de estados do sistema .	140
5.15	Medições de consumo energético e duração de cada estado do sistema . . .	141
B.1	Descrição do estado dos estados dos módulos no modo de Medição	168

Acrónimos

3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i> Projeto de Parceria de Terceira Geração
AC	<i>Alternated Current</i> Corrente Alternada
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> Conversão Analógico-Digital
DC	<i>Direct Current</i> Corrente Contínua
DOP	<i>Dilution of precision</i> Diluição da precisão
EIRP	<i>Equivalent isotropically radiated power</i> Potência equivalente a potência irradiada isotropicamente
eMTC	<i>Enhanced Machine-Type Communications</i> Comunicações Melhoradas do Tipo Máquina
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i> Resistência em Série Equivalente
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> Transformada Rápida de Fourier
GNSS	<i>Global Navigation Satellite System</i> Sistema Global de Navegação por Satélite
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
GPS	<i>Global Position System</i> Sistema de Posicionamento Global
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i> Sistema Global para Comunicações Móveis
GUI	<i>Graphical User Interface</i> Interface Gráfica para Utilizador

HDOP	<i>Horizontal Dilution of Precision</i> Diluição Horizontal da Precisão
HTTPS	<i>Hyper Text Transfer Protocol Secure</i> Protocolo seguro de transferência de hipertexto
I ² C	<i>Inter-Integrated Circuit Bus</i> Comunicações Entre Circuitos Integrados
ISM	<i>The industrial, scientific and medical</i> industrial, Científica e Médica
IoT	<i>Internet Of Things</i> Internet das Coisas
JPOTS	<i>Joint Panel On Oceanographic Tables and Standards</i> Painel Conjunto sobre Tabelas e Padrões Oceanográficos
LAN	<i>Local Area Network</i> Rede de Área Local
LPWAN	<i>Low Power Wide Area Network</i> Rede de Longo Alcance de Baixo Consumo
LTE	<i>Long Term Evolution</i> Evolução de Longo Prazo
M2M	<i>Machine To Machine</i> Máquina Para Máquina
M2P	<i>Machine To Person</i> Máquina Para Pessoa
MAC	<i>Media Access Control</i> Controle de Acesso ao Meio
Mbps	<i>Mega Bits Per Second</i> Mega Bits Por Segundo
MEMS	<i>Microelectromechanical Systems</i> Sistemas Micro Electromecânicos
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> Transístor de efeito de campo de semiconductor de óxido metálico
NMEA	<i>National Marine Electronics Association</i> Associação Nacional de Eletrónica Marinha
NFC	<i>Near Field Communication</i> Comunicação por Proximidade

NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i> Coeficiente de Temperatura Negativo
OMS	<i>World Health Organization</i> Organização Mundial de Saúde
OSI	<i>Open Systems Interconnection</i> Interconexão de Sistemas Abertos
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> Placa de Circuito Impresso
PPM	<i>Parts per Million</i> Partes por milhão
PPT	<i>Parts per Thousand</i> Partes por milhar
PSS	<i>Practical Salinity Scale</i> Escala de Salinidade Prática
PSU	<i>Practical Salinity Unit</i> Unidade de Salinidade Prática
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> Modelação Por Largura de Pulso
RMS	<i>Root Mean Square</i> Valor Eficaz
RSSI	<i>Received Signal Strength Indicator</i> Indicador de Potência de Sinal Recebido
SMD	<i>Surface-mount Device</i> Dispositivo de Montagem Superficial
SNR	<i>Signal Noise Ratio</i> Relação Sinal Ruído
SPI	<i>Serial Peripheral Interface Bus</i> Barramento de Interface Série de Periféricos
SSL	<i>Secure Socket Layer</i> Camada de Socket Segura
TIA	<i>Transimpedance Amplifier</i> Amplificador Transimpedância
TDS	<i>Total Dissolved Solids</i> Total de Sólidos Dissolvidos
TUE	<i>Total Un-adjusted Error</i> Erro Total Não Ajustado

UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i> Comunicação Série
UNB	<i>Ultra Narrow Band</i> Banda Ultra Estreita
UNESCO	<i>United Nations Educational, Scientific and Cultural Organization</i> Organização das Nações Unidas para a Educação, a Ciência e a Cultura
UTC	<i>Universal Time Coordinated</i> Tempo Universal Coordenado
VPN	<i>Virtual Private Network</i> Rede Virtual Privada
WAN	<i>Wide Area Network</i> Rede de Longa Distância

Capítulo 1

Introdução

Sumário

Neste capítulo será feito o enquadramento do trabalho, explicada a motivação para a concretização da dissertação e quais os objetivos a que se propõe. Por fim, será descrita a estrutura do documento.

1.1 Enquadramento do trabalho

O contínuo crescimento da população mundial e dos padrões de qualidade de vida das sociedades trouxe consigo um massivo aumento da exploração dos recursos do planeta Terra. Hoje, é consensual que a magnitude e velocidade com que é feito o consumo destes recursos é insustentável, levando em muitos casos a um estado de degradação irreversível e com consequências muito graves, como a perda de biodiversidade e a contaminação de ecossistemas. Por estes motivos, tornou-se imprescindível repensar a relação do ser humano com a natureza e o quanto pode ser dela exigido.

Na indústria, a redução da disponibilidade de vários recursos naturais tem vindo, em todas as suas áreas, a exigir uma continua otimização dos processos de produção. Sabendo quais as condições ideais para o desenvolvimento ou fabrico de algo, sabe-se que aspetos controlar para obter o máximo de rendimento dos recursos e, ao mesmo tempo, a garantia de qualidade dos produtos. Para entender quais os parâmetros e de que forma influenciam o desenvolvimento e a produção industrial, é necessária a existência de equipamentos de sensorização que recolham a informação e a transmitam, a fim de ser processada e analisada. Por outro lado, para manter estes parâmetros dentro dos valores ótimos, é preciso que também existam dispositivos inteligentes capazes de atuar e desencadear processos de correção.

Nos dias de hoje, nos processos de agricultura intensiva, existe uma quantidade colossal de parâmetros que são monitorizados e controlados, sendo que, para cada espécie, os parâmetros a controlar podem ser muito díspares. No entanto, para um grande número de espécies, existem vários fatores importantes em comum, como por exemplo, a exposição solar, pH da água ou temperatura. Outro fator pertencente a este grupo é a qualidade da água usada no processo de irrigação, sendo a sua monitorização um aspeto fundamental no cultivo intensivo de diversas espécies. Tipicamente, a qualidade da água é definida pela concentração de nutrientes, ou sais, que se encontram dissolvidos nela. Dado que a concentração dos sais é proporcional à condutividade elétrica da água, é possível determinar a concentração de sais determinando a condutividade elétrica da água. Este método é bastante popular, tanto em medições de campo como laboratoriais, devido à sua simplicidade, fiabilidade e portabilidade.

Nesta dissertação, a planta de cultivo que serviu de base para o desenvolvimento de uma solução de medição da condutividade tem o nome de salicórnia. A salicórnia é uma planta que cresce em zonas de grande concentração de sal. E dado que o seu contexto em cultivo é recente, existe um grande interesse, por parte dos agricultores e biólogos, em perceber de que forma alguns parâmetros influenciam o crescimento da planta, afim de maximizar a produtividade e rentabilidade do cultivo. Um destes parâmetros, é a Salinidade e, como referido no paragrafo anterior, pode ser determinada a partir de medições de condutividade.

1.2 Motivação

A motivação desta dissertação consiste na introdução da sensorização no cultivo da salicórnica, a fim de, através da constante monitorização, oferecer dados suficientes para que os biólogos possam identificar as condições ótimas de salinidade para o crescimento da planta. Ao mesmo tempo, esta solução poderá servir de embrião para um futuro sistema que interaja com os mecanismos de rega afim de automatizar todo o processo de irrigação e cultivo.

Atualmente o mercado encontra-se repleto de soluções de condutivímetros, tanto para contexto laboratorial como para medições no campo, que providenciam vários indicadores que são possíveis de obter a partir da condutividade, sendo os mais comuns, a Salinidade e a TDS (*Total Dissolved Solids*). Estes equipamentos tipicamente apresentam ótimas especificações e grande robustez para a medições no campo, no entanto, são escassas as soluções que não requerem um operador para fazer estas medições. Por conseguinte, não há uma verdadeira ferramenta autónoma e focada na monitorização contínua da salinidade.

No contexto de monitorização permanente e de grande escala, a autonomia de funcionamento não é por si só uma característica suficiente, tendo as soluções de possuir forçosamente outras características, como a escalabilidade e baixo preço de aquisição e operação.

O cenário de cultivo de salicórnica representa outros desafios, como a inexistência de locais de fornecimento de energia ou infraestruturas de comunicação com fios. Estas características, aliadas ao facto de estes sensores servirem apenas para a aquisição e transmissão de informação pouco frequente e de baixo volume, tornam este cenário claramente num cenário que encaixa no universo da *Internet Of Things* (IoT).

1.3 Objetivos

O objetivo geral do trabalho consiste em desenvolver, tanto na componente de *hardware* como de *firmware*, uma solução de monitorização de salinidade com geolocalização e alarmística, inserida no contexto IoT. Isto é, que apresente escalabilidade, baixo custo, grande autonomia energética, autonomia total de funcionamento e capacidade de comunicação sem fios.

Como será explicado oportunamente, para concretizar a interface entre a solução líquida em teste e o sistema desenvolvido é necessária uma sonda, designada por célula de condutividade. Embora o objetivo principal do trabalho fosse o desenvolvimento de um sistema capaz de interagir com uma célula comercial, foi ainda desenvolvida uma célula própria, a fim de minimizar os custos totais da solução proposta.

Face aos objetivos supracitados, estabeleceram-se os seguintes objetivos específicos:

- Estudo dos conceitos e *standards* de Salinidade e TDS e respetivos métodos de medição utilizados.
- Estudo dos conceitos e métodos de medição de condutividade elétrica.

- Estudo e implementação de uma tecnologia de comunicação de baixo consumo que satisfaça todos os requisitos de transmissão.
- Projeção e implementação de soluções de *hardware* responsáveis pela medição da condutividade, alimentação, comunicação, alarmística e interligação entre os módulos. Escolha de componentes que venham ao encontro das restrições energéticas e orçamentais da solução.
- Desenvolvimento de *firmware* que efetue o controlo de todos os blocos de *hardware*, processe a informação por estes transmitida e implemente a funcionalidade de alarme.
- Desenvolvimento de uma máquina de estados robusta e com processos que otimizem ao máximo as capacidades de baixo consumo do microcontrolador e dos mecanismos implementados ao nível do *hardware* com esse fim.
- Desenho e implementação da solução em circuito impresso (PCB).

Embora não faça parte dos objetivos principais, a projeção e construção de uma célula de medição de condutividade é também um objetivo deste trabalho.

1.4 Estrutura do documento

O presente documento encontra-se estruturado da seguinte forma: Introdução, Estado de Arte e Conceitos Teóricos, Definição do Problema e Arquitetura do Sistema, Resultados e Análise, Conclusões e Trabalho Futuro.

O primeiro capítulo descreve e enfatiza a importância da monitorização dos parâmetros de Salinidade e TDS nos contextos de cultivo e controlo de qualidade em ambiente industrial.

O segundo capítulo, Estado de Arte e Conceitos Teóricos, contém o enquadramento teórico onde é abordado o conceito de condutividade e os métodos associados à sua medição, assim como os conceitos de Salinidade e TDS, os seus *standards* e de que forma se encontram relacionados com a condutividade. Neste capítulo são ainda apresentados o conceito de IoT e algumas tecnologias de comunicação sem fios com características adequadas para servir aplicações que se enquadram neste contexto.

No terceiro capítulo, Definição do Problema e Arquitetura do Sistema, são descritos quais os desafios que se apresentam numa solução com base no cenário do cultivo de salicórnica e especificados os requisitos de funcionamento do sistema e medição de condutividade. Do ponto de vista da arquitetura do sistema, é detalhado de uma forma global quais os blocos que compõem a solução e qual o seu contexto de funcionamento na rede.

No quarto capítulo, *Firmware* e *Hardware*, é, como o próprio título indica, feita uma descrição detalhada de todos os blocos de hardware pelos quais o sistema proposto é composto e dos algoritmos e implementações feitas ao nível de *firmware*. No final deste capítulo é ainda feita uma análise aos consumos energéticos que são esperados atingir e calculada

uma estimativa da longevidade energética de acordo com as especificações definidas e a fonte energética utilizada.

No quinto capítulo são apresentados e analisados os testes realizados ao sistema.

Por fim, no capítulo sexto, todo o trabalho realizado nesta dissertação é analisado e refletido por forma a concluir se os resultados obtidos satisfazem os objetivos previamente definidos. Na última parte é mencionado e discutido todo o trabalho futuro a realizar para que a solução proposta possa ser aperfeiçoada.

Capítulo 2

Estado de Arte e Conceitos Teóricos

Sumário

Neste capítulo serão abordados os conceitos teóricos que envolvem a condutividade e os indicadores indiretos, Salinidade e TDS, que podem ser determinados a partir da sua medição. Será abordado o conceito de IoT e analisadas as principais soluções de comunicação que existem para este segmento, com especial detalhe na análise à tecnologia SIGFOX. A última secção encontra-se reservada para a análise de outras tecnologias que estão presentes no trabalho desta dissertação, nomeadamente, a geolocalização e o acelerómetro.

2.1 Condutividade

2.1.1 Definição

A condutividade de uma substância designa a capacidade desta em conduzir ou transmitir calor, eletricidade ou som. Por outro lado, a resistividade representa o seu inverso, a capacidade de se opor à condução dos mesmos elementos.

Para esta dissertação o interesse assenta exclusivamente na condutividade elétrica e, por esse motivo e para efeitos de simplificação, sempre que o termo condutividade ou termos relacionados forem utilizados, refere-se exclusivamente à condutividade elétrica.

A condutividade, representada por σ (sigma), tem como unidades S.I o Siemen por metro (S/m) e quantifica a capacidade de um material em permitir a passagem da corrente elétrica. Esta corrente elétrica é o resultado do movimento de partículas carregadas eletricamente que é gerado quando estas partículas se encontram sujeitas a um campo elétrico.

O transporte de corrente elétrica através da matéria requer sempre a presença de transportadores de carga e, no tipo de transportador de carga, os condutores podem ser classificados em dois grupos, eletrónicos ou iónicos. O grupo dos condutores eletrónicos classifica os materiais em que o transportador de carga é o eletrão. Por conseguinte, neste tipo de condutores a corrente elétrica é gerada pelo fluxo de eletrões o qual, de acordo com a Teoria das Bandas [1], é produzido pelos eletrões que se podem dissociar livremente de cada átomo que compõe a estrutura atómica do metal, denominados eletrões livres. A condução eletrónica depende assim do número de eletrões livres presentes em cada átomo.

O outro grupo de condutores, ao qual pertencem materiais como os fluidos ou material orgânico, é designado por condutores iónicos. Neste grupo, os portadores de energia são espécies atómicas designadas por iões e, analogamente aos condutores eletrónicos, é o fluxo de iões que produz uma corrente elétrica. A condutividade dos materiais iónicos, encontra-se assim diretamente relacionada com a concentração de iões no fluido.

2.1.2 Resistência, Resistividade, Condutância e Condutividade

Na literatura os termos Resistência, Resistividade, Condutância e Condutividade são frequentemente mencionados e devido à sua proximidade semântica podem gerar equívocos. No sentido de os evitar, estes termos serão explicados nesta secção.

Enquanto que a resistividade e condutividade dizem respeito às propriedades intrínsecas do material do qual o objeto condutor é feito, a resistência e a condutância dizem respeito ao condutor em si, sendo por isso dependente, para além da condutividade do condutor, também das suas dimensões físicas.

Estes termos são designados ainda como valores específicos, isto é, valores que são medidos a uma determinada temperatura e não se encontram normalizados para uma temperatura referência. Para distinguir a condutividade específica do seu respetivo valor normalizado será usado o símbolo σ e junto de cada variável. Para efeitos de simplificação, até à secção 2.1.5, sempre o termo de condutividade for usado, este refere-se à condutividade

específica.

- **Resistividade** (ρ) diz respeito à capacidade do material do qual o condutor é feito em se opor à passagem de corrente. Tem como unidade S.I Ω/m .
- **Condutividade** (σ) representa a unidade recíproca da resistividade, designando a capacidade do material do qual o condutor é feito em se opor à passagem de corrente. A condutividade tem como unidade S.I o Siemen/metro (S/m).
- **Resistência** (R) designa a oposição de um condutor à passagem de corrente através de um material. A sua unidade S.I é o ohm (Ω). A sua relação, dependente da resistividade do material e das dimensões do condutor, encontra-se explícita em (2.1).
- **Condutância** (G) representa o inverso de resistência e designa assim a facilidade que o condutor apresenta à passagem de corrente. A sua unidade SI é o Siemens (S). A sua relação, dependente da condutividade do material e das dimensões do condutor, encontra-se explícita em (2.2).

As dimensões do material correspondem ao seu comprimento (L) e à sua área da secção transversal (A). A relação entre a resistência (R) ou condutância (G) gerada pela solução entre os elétrodos e as suas dimensões geométricas é dada respetivamente por (2.1) e (2.2).

$$\rho_e = \frac{A \times R}{L} \quad (\Omega/m) \quad (2.1)$$

$$\sigma_e = \frac{L \times G}{A} \quad (S/m) \quad (2.2)$$

2.1.3 Princípio de Medição

O princípio de medição da condutividade baseia-se nas relações entre condutância ou resistência e condutividade, descrita pela equação (2.2), e a relação da resistência, através da lei de Ohm (2.3), com a corrente (I) que atravessa o condutor, neste caso a solução, e a diferença de potencial (V) entre dois pontos.

$$R = \frac{V}{I} \quad (\Omega) \quad (2.3)$$

Relacionando (2.2) e (2.3) e substituindo a condutância por resistência, obtêm-se que a condutividade é dada por:

$$\sigma_e = \frac{L \times I}{A \times V} \quad (S/m) \quad (2.4)$$

As dimensões físicas, L e A , como explicado em 2.1.2, dizem respeito à distância entre os pontos de medição e à área transversal do campo elétrico que, nesta aplicação, corresponde à área transversal dos elétrodos. Dado que para cada objeto de interface entre o condutor

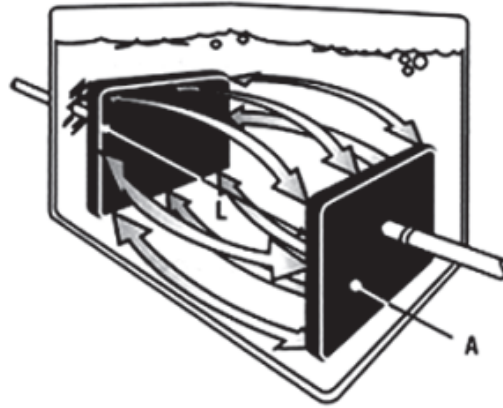


Figura 2.1: Representação do princípio de medição e das constantes físicas de uma célula de dois eletrodos retangulares (Adaptado de [2])

e os instrumentos de medida, frequentemente denominado como sonda ou célula, estas dimensões são constantes, esta relação é designada por constante de sonda ou constante de célula.

Neste documento, o termo utilizado será constante de célula ($K_{célula}$) e a sua relação com L e A é dada por:

$$K_{célula} = \frac{L}{A} \quad (cm^{-1}) \quad (2.5)$$

Relacionando as equações (2.5), (2.4) e (2.3), tem-se que relação entre condutividade, $K_{célula}$ e resistência é dada por:

$$\sigma_e = \frac{K_{célula}}{R} \quad (S/m) \quad (2.6)$$

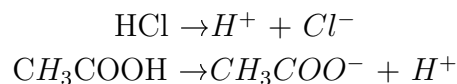
2.1.4 Contribuição iônica para a condutividade elétrica

O ião é um átomo ou molécula que adquire carga elétrica pelo ganho ou perda de elétrons e resulta de um fenómeno que tem o nome de dissociação eletrolítica ou ionização. Este fenómeno consiste da dissolução de um sólido num líquido, denominados por eletrólito e solvente, respetivamente.

Os eletrólitos são categorizados, de acordo com os iões que produzem, em 3 grupos: os ácidos, as bases e os sais. Os iões são ainda categorizados de acordo com a sua carga elétrica, se positiva designam-se por aniões, se negativa, designam-se por catiões.

São exemplos de ionização as seguintes reações químicas:





Como foi referido em 2.1.1, a condutividade elétrica depende do número de iões que se encontram presentes numa dada solução. No entanto, existem outros fatores que influenciam a forma como um eletrólito, e, como consequência, os seus iões, contribuem para a condutividade elétrica de uma solução.

Dado que apenas as partes iónicas dissolvidas contribuem para condutividade de uma solução, um dos fatores de grande influência é o grau de dissociação que cada eletrólito possui. No caso em que o eletrólito se consegue dissociar completamente, isto é, a concentração de iões na solução é proporcional à concentração de eletrólito adicionada, este denomina-se por eletrólito forte. São exemplos de eletrólitos fortes o cloreto de sódio (NaCl) ou ácido clorídrico (HCl). Por outro lado, se o eletrólito não conseguir fazer a sua ionização de forma completa, resultando na presença na solução tanto de iões como de moléculas do eletrólito, como acontece com ácido acético (CH₃COOH), então designa-se por eletrólito fraco.

Embora a concentração de iões seja o principal contribuinte para a condutividade, a carga e mobilidade dos iões são também propriedades que contribuem para a condutividade. Assim sendo, a condutividade de uma amostra pode ser expressa em função das concentrações e das propriedades eletroquímicas da seguinte forma:

$$\sigma = \sum_i c_i \times Z_i \times \lambda_i \quad (S/m) \quad (2.7)$$

Sendo c a concentração da substância, z o número de cargas e λ a condutância equivalente de cada ião. Por sua vez, a condutância equivalente é influenciada pela concentração de cargas, seu número e as dimensões do ião.

Em termos de fatores externos, o fator que influencia significativamente a condutividade é a temperatura. O aumento da temperatura conduz ao aumento da agitação das partículas e diminuição da viscosidade do líquido. Desse modo, a mobilidade dos iões é aumentada e consequentemente também a condutividade. No caso dos eletrólitos fracos, a constante de dissociação é aumentada pela temperatura e assim também a condutividade.

Constatando que a concentração de iões é o maior contributo para a condutividade de uma solução, aumentando-a de forma proporcional à sua concentração, é importante fazer notar que a condutividade é no final o resultado da contribuição de todas as espécies iónicas, como sais, bases ou outras substâncias orgânicas, presentes numa solução. Isto significa que esta medida é, por si só, incapaz de permitir distinguir os diversos tipos de iões presentes.

Com o propósito de dar a perceber o quão vasta por de ser a gama de condutividade, são apresentados na tabela 2.1 os valores típicos de condutividade para algumas soluções [2].

Solução	Condutividade (σ)(mS/cm)
Água Destilada	0.0005
Água Potável	0.5-1
Água do Mar	50
Água Residual	2.0
31 % HNO_3	865

Tabela 2.1: Tabela com diferentes exemplos de soluções e respectivas condutividades típicas

2.1.5 A dependência da condutividade com a temperatura

Um dos fatores que influencia a condutividade de qualquer tipo de condutor é a temperatura. Enquanto nos condutores eletrônicos o aumento da temperatura diminui a condutividade do material, pois existe uma maior agitação atômica, nos condutores iônicos a temperatura tem o efeito inverso, ou seja, a condutividade aumenta com o aumento da temperatura.

A taxa de variação de condutividade com a temperatura é designada por coeficiente de temperatura (α), sendo o grau *celsius*, a unidade de temperatura usada nesta dissertação. O coeficiente é representado em $\%/^{\circ}\text{C}$.

Para permitir a comparação da condutividade de soluções diferentes, ou ambas se encontram à mesma temperatura ou os seus valores tem de ser ajustados para uma temperatura única. Como fora de ambiente de laboratório a primeira condição é muito difícil de cumprir, é necessário fazer uma compensação da condutividade. Embora na literatura [3] [4] seja possível encontrar compensações para mais que uma temperatura referência, tipicamente, expecto nos casos em que seja especificado o contrário, sempre que é referida a condutividade de uma solução, esta refere-se à condutividade normalizada a 25 $^{\circ}\text{C}$ e essa será a norma seguida neste documento.

O coeficiente de temperatura é dependente da composição química de cada solução em análise. Embora esta dependência não seja absolutamente linear, em muitos casos, o erro derivado do uso de um algoritmo linear não é significativo e, por isso, dada a sua simplicidade, é o método de compensação preferido.

Compensação Linear

Alguns exemplos de coeficientes de temperatura usados na compensação linear para diferentes tipo de solução encontram-se sumariados na tabela 2.2.

A equação matemática que quantifica a condutividade normalizada, isto é, a condutividade a 25 $^{\circ}\text{C}$ para uma condutividade específica medida à temperatura T, σ_T , é dada por (2.8).

$$\text{Condutividade Compensada a } 25^{\circ}\text{C: } \sigma = \frac{\sigma_T}{(1 + (\frac{\alpha}{100}) \times (T - 25))} \quad (\text{S/m}) \quad (2.8)$$

Amostra	Coefficiente de Temperatura (α) (%/°C)
Ácidos	1.0 - 1.6
Bases	1.8 - 2.2
Salinas	2.0 - 3.0
Água Potável	2.0
Água Pura	2.3 - 7.4

Tabela 2.2: Tabela com os diferentes intervalos de coeficientes de temperatura usados de acordo com a amostra em análise

Compensação Não Linear

Como definido anteriormente, a relação entre a condutividade e a temperatura não segue uma relação linear. Quando a assunção de linearidade nesta relação não é adequada, é usada uma relação polinomial para obter uma melhor exatidão [5]. Na compensação não linear existem diversos tipo de normas standardizadas para diferentes tipo de solução [5]. No entanto, na compensação de soluções caracterizadas como água natural, é frequentemente seguida em várias soluções de mercado [6] [7] [8] a norma EN27888 (DIN38404).

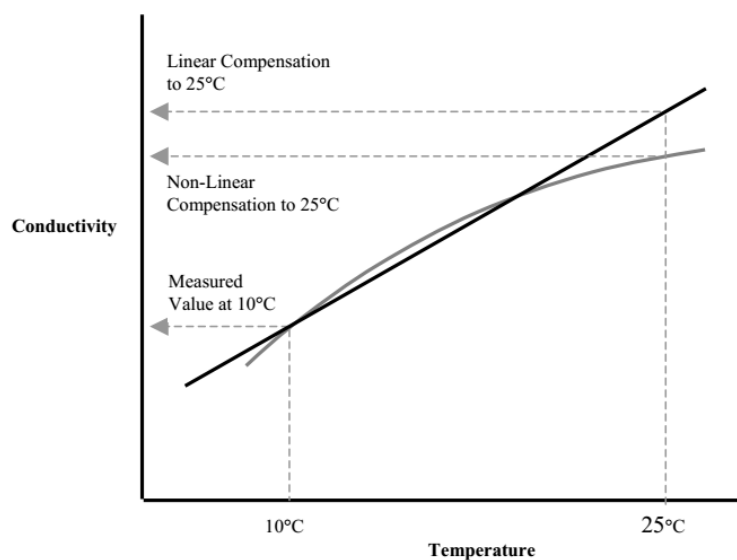


Figura 2.2: Gráfico com a relação entre condutividade, temperatura e os dois diferentes tipo de compensação (Adaptado de [5])

2.2 Métodos de Medição de Condutividade

2.2.1 Método Indutivo

O método indutivo, também conhecido por método sem contactos ou toroidal, é um método de medição de condutividade que consiste na utilização de duas bobines bi-filares de forma cilíndrica, também designadas por toroides, que são dispostas de forma adjacente uma à outra num corpo não condutivo. Através do princípio de acoplamento indutivo é calculada a condutância da solução iónica que atravessa o núcleo de ambas as bobines. Este princípio é verificado através da aplicação de uma tensão alternada na bobine primária criando um campo eletromagnético alternado, que induz por sua vez, uma corrente AC na solução no qual estes se encontram mergulhados. Esta corrente, proporcional à condutância do líquido, gera por sua vez na bobine secundária, uma corrente AC que lhe é diretamente proporcional e que é medida pelo sensor. A condutância e, conseqüentemente, a corrente medida é, para além da concentração da solução, também dependente das características físicas e geométricas da célula. Neste caso, é dependente do número de espiras de cada bobine e pelo comprimento e área da secção formada pelas bobines. Como mencionado em 2.1.3, esta constante física de proporcionalidade entre a condutância e condutividade designa-se como constante de célula.

O método indutivo apresenta como vantagens: imunidade dos materiais da célula à corrosão, pois estes não entram em contacto com a solução, e uma sensibilidade extremamente baixa a elementos de *fooling*, isto é, elementos que possam corromper os valores de condutividades reais da solução, tais como, um significativo número de partículas em suspensão presentes na amostra. Por outro lado, este tipo de medição tem como aspetos negativos a necessidade de calibração sempre que são feitas medições *in-situ*. Isto acontece devido aos efeitos de parede à qual estes aparelhos são sujeitos, o que tem como consequência que a constante física documentada e determinada em fábrica seja suscetível a alterações. Como não tem a sensibilidade do método de contacto, este método apenas possibilita medições a amostras com condutividades superiores a $15 \mu S/cm$ [9]. Normalmente, devido às dimensões típicas das bobines, as células utilizadas neste método têm dimensões superiores às células utilizadas no método de contacto.

2.2.2 Método de Contacto

O exemplo que demonstra de forma mais simples o princípio de medição da condutividade com sondas de contacto consiste na introdução de uma sonda composta por dois pares de elétrodos, entre os quais um campo elétrico é gerado, e nos quais é medida a diferença de tensão e a corrente elétrica que flui entre si. Tendo medidos estes dois parâmetros, a condutividade pode ser determinada utilizando o princípio matemático descrito em 2.1.3.

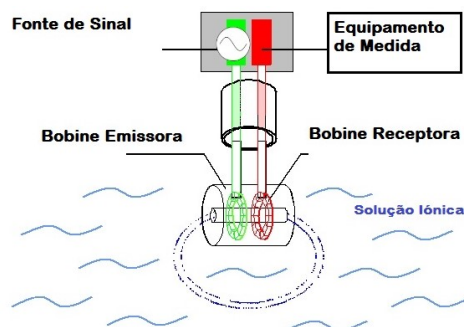


Figura 2.3: Representação do método indutivo utilizado para medir a condutividade de uma solução (Adaptado de [10])

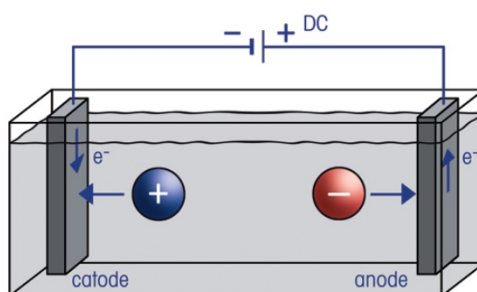


Figura 2.4: Representação simplificada do comportamento das cargas iônicas quando aplicado um potencial elétrico entre dois eletrodos (Adaptado de [11])

No entanto, para medir a condutividade corretamente há fenômenos que, devido ao seu grau de influência na medição, têm de ser compreendidos. Tal é feito em 2.2.4, contudo o mais importante ocorre quando uma corrente DC é aplicada nos eletrodos e consequentemente na solução em medição. Nesta circunstância, as cargas carregadas positivamente (catiões) migram para o eletrodo carregado negativamente (cátodo) enquanto que as cargas carregadas negativamente deslocam-se para o eletrodo carregado positivamente (ânodo). Como consequência, ocorre a acumulação de cargas junto da superfície de cada eletrodo, o que pode gerar reações químicas, alterar a composição química da solução e em última instância a condutividade desta, deixando as medidas de ter validade. Este fenômeno tem o nome de eletrólise.

Uma das soluções para minimizar os efeitos provocados por este fenômeno, é a utilização de corrente AC em detrimento de DC. Com este tipo de corrente os íons passam a movimentar-se em ambas as direções, oscilando ao ritmo da frequência do sinal aplicado e minimizando assim, a sua acumulação em qualquer zona. Embora o uso de AC ajude a mitigar alguma das fontes de erro, não o consegue fazer em todas, havendo outro tipo de erros que são discutidos em 2.2.4.

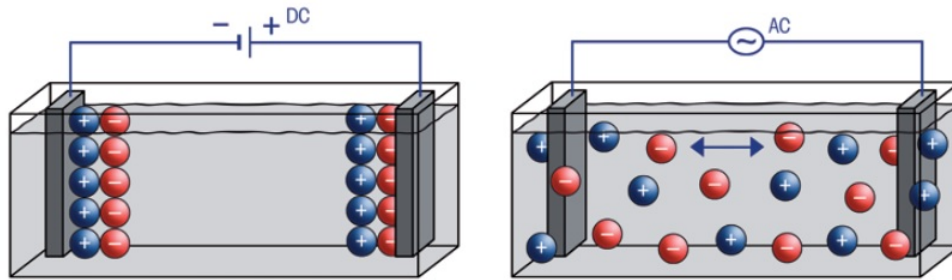


Figura 2.5: Comportamento das cargas elétricas quando submetidas a um potencial elétrico DC e AC (Adaptado de [11])

2.2.3 Comparação entre métodos

Na tabela 2.3 encontra-se uma comparação sumária dos dois métodos de medição de condutividade elétrica.

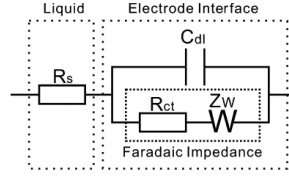
Método	Indutivo	Contacto
Tipo de solução	Alta Condutividade	Baixa e alta condutividade
Sensível a <i>Fooling</i>	Não	Sim
Ocorrência de corrosão	Impossível	Possível
Dimensões	Pouco compacto	Muito compacto

Tabela 2.3: Tabela comparativa entre os métodos de medição de condutividade

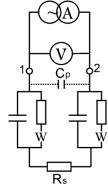
2.2.4 Fontes de erro na medição da condutividade

Polarização

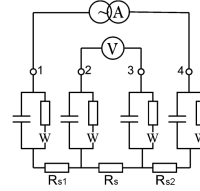
Quando há aplicação de uma tensão entre os eletrodos e uma substância iônica, são desencadeados processos eletroquímicos que resultam na formação de barreiras elétricas na interface entre o eletrodo e o eletrólito. O fenómeno que agrupa todos estes processos designa-se por polarização e é considerada uma fonte de erro e cuja magnitude se encontra dependente de vários aspetos, tais como: condutividade, temperatura, frequência e tensão do sinal aplicado, material do eletrodo, entre outros. O efeito e a representação elétrica destes processos eletroquímicos que ocorrem fruto da polarização foi discutido por *J.Randels* em [12], onde é proposto um modelo elétrico das impedâncias criadas entre o contacto de cada eletrodo com a solução em teste. Neste modelo, *Randels* modela a impedância da célula com a resistência do líquido (R_s), o condensador C_p e a impedância do contacto entre o eletrodo e a solução. Como mostrado na figura 2.6a, a impedância de contacto é composta por uma ligação em paralelo entre uma capacidade de dupla camada (C_{dc}), e



(a) Modelo elétrico equivalente de *Randles* para uma sonda de contacto



(b) Dois eléctrodos



(c) Quatro eléctrodos

Figura 2.6: Representação de polarização nas sonda de 2 e 4 eléctrodos (Adaptado de [12])

uma impedância de *Faradaic*, que por sua vez é dividida numa resistência de carga (C_{ct}) e uma impedância de *Walburg* (Z_w).

A capacidade C_{dc} forma-se através das cargas que estão junto à superfície de cada eléctrodo. Como ambos estão polarizados e separados por um isolante, forma-se assim uma capacidade na ordem dos $20 \mu F$ a $60 \mu F$ por cada cm^2 de área do eléctrodo [13]. A impedância de *Walburg* consiste na representação eléctrica de outro fenómeno eletroquímico que ocorre, chamado difusão.

Efeitos de Campo

Os erros resultantes de efeitos de campo podem ocorrer quando parte do campo eléctrico não se encontra dentro do espaço geométrico da sonda. Nesta situação, esta parte do campo encontra-se suscetível a interferências, como o material da sonda, podendo assim afetar a medição. Este problema é minimizado utilizando uma célula de 4 eléctrodos, pois nesta configuração o par de eléctrodos interior encontra-se sempre dentro do campo eléctrico gerado pelo par exterior.

Contaminação dos Eléctrodos

Os erros de contaminação resultam do depósito de substâncias na superfície dos eléctrodos. Este tipo de erro tem o mesmo impacto dos erros de polarização e pode ser mitigado utilizando uma célula de 4 eléctrodos.

2.2.5 Células de medição de condutividade

Medição com células de dois elétrodos

A célula de dois elétrodos é a tipologia de célula clássica e mais simples para a medição da condutividade. A célula é composta por dois elétrodos onde, para além de aplicado o campo elétrico, é feita a medição da corrente e a medição da queda de potencial por esta provocada.

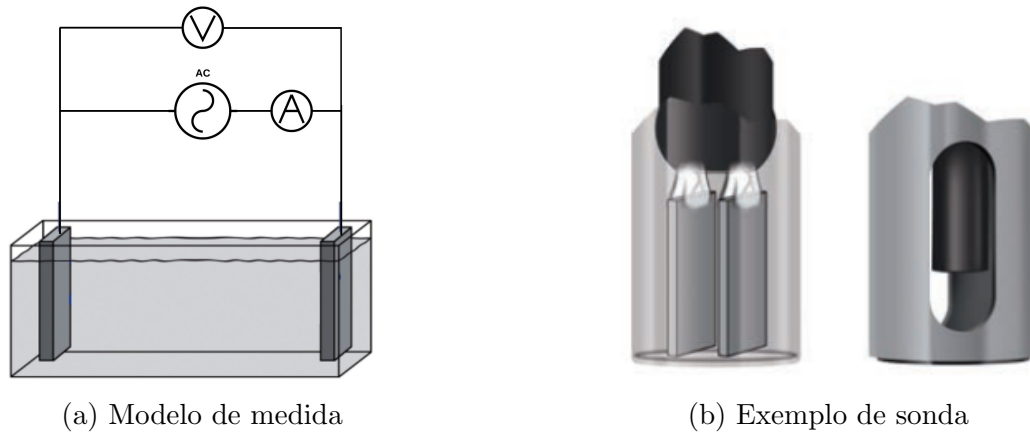


Figura 2.7: Representação do método de medição com sonda de 2 elétrodos e respetiva aparência típica (Adaptado de [11])

A ilustração clássica desta sonda, 2.7a, representa os elétrodos como duas placas separadas pela solução em teste. Dada a simplicidade desta configuração é possível construir células extremamente compactas, sendo tipicamente protegidas por um tubo para evitar a sua danificação, como exemplificado na figura 2.7b.

A constante da célula, $K_{célula}$ é dada, tal como explicado em 2.1.3, pela relação geométrica da área seccional dos elétrodos e a distância entre si.

No entanto, esta abordagem tem vários defeitos. Como se pode observar no modelo de *Randel*, na figura 2.6b, a impedância calculada a partir das medições de corrente e tensão feitas é a soma da impedância da água com a impedância de polarização, dos elétrodos e da cablagem a estes ligada. Por este motivo, o cenário onde as sondas de dois elétrodos são mais usadas é no cenário em que a solução possui uma condutividade muito baixa [11], como, por exemplo, na análise de água doce ou água pura, pois a impedância da solução é uma ordem de grandeza superior as das restantes, tornando-as por isso desprezáveis.

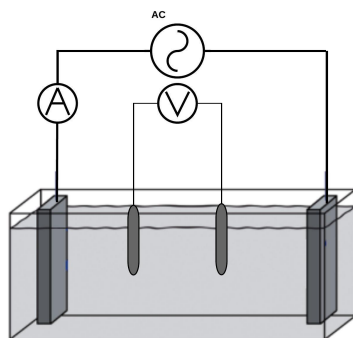
Medição com células de quatro elétrodos

A célula com quatro elétrodos, embora mantenha o mesmo princípio de medição, tem como diferença chave o facto da medição da diferença de potencial elétrico entre dois pontos da solução não ser feito com os elétrodos onde o campo elétrico é aplicado e a corrente flui. Nesta configuração, a medição da diferença de potencial é feita num segundo par de

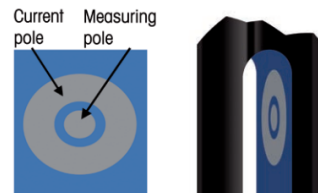
elétrodos, no par interior, e o par de elétrodos exterior é, de maneira exatamente igual ao método de dois elétrodos, usado para aplicar um sinal no eletrólito, sendo por estes que a corrente elétrica flui.

Neste tipo de célula, a constante da célula, mencionada nas secções anteriores como $K_{célula}$, que é especificada pelo fabricante, diz respeito à constante geométrica dos elétrodos interiores, nos quais é medida a diferença de potencial. Isto acontece pois, tipicamente, a polarização é feita com uma fonte de corrente alternada e como tal, é a única propriedade que é necessário ter conhecimento para compatibilidade com o dispositivo de medição. No entanto, caso a polarização seja por uma fonte de tensão alternada, é necessário também considerar a constante geométrica que diz respeito aos elétrodos exteriores, pois esta e a condutividade do líquido serão as propriedades que irão determinar a gama de valores de corrente que flui pela célula e consequentemente, a gama de valores de diferença de tensão lida nos elétrodos interiores. Dado que este último será o método usado serão definidos os termos K_{int} e K_{ext} , para definir a constante do elétrodos internos e externos, respetivamente.

A medição utilizando uma célula de quatro elétrodos tem como principal vantagem o facto de o segundo par de contacto efetuar a medição da queda de tensão apenas entre a resistência do fluido, não sendo por isso suscetível aos erros de polarização que ocorrem no contacto entre os elétrodos exteriores e a solução.



(a) Modelo de Medida



(b) Exemplo de célula

Figura 2.8: Representação do método de medição com célula de 4 elétrodos e respetiva aparência típica (Adaptado de [11])

Como o voltímetro, instrumento de medida utilizado nos elétrodos interiores, possui uma impedância muito alta, a corrente que flui por este par de elétrodos é insignificante e por conseguinte os efeitos de polarização resultantes do contacto entre os elétrodos e a solução, assim como as impedâncias dos cabos, usados para fazer a interface com o instrumento de medida, também o são.

Pelos motivos descritos nos parágrafos anteriores, o método de quatro elétrodos é vulgarmente utilizado nas medições de condutividade em amostras com níveis de média e grande condutividade [11], como a água do mar ou em aplicações onde a gama de condu-

tividades a medir é bastante extensa. No entanto pode também ser usado em soluções de baixa condutividade.

Habitualmente este tipo de células oferece um intervalo de medida entre $10\mu\text{S}/\text{cm}$ até $100\text{ S}/\text{m}$ [11].

Materiais

As células de contacto são construídas com vários tipos de material. No caso dos eléctrodos, os materiais usados têm que respeitar três aspetos fundamentais, condutividade alta, imunidade à corrosão e alta resistência mecânica e química. De entre o universo de materiais que possuem estas características, os mais utilizados são a platina, grafite, aço inox e titânio. Na construção da interface que suporta os eléctrodos, de forma a garantir o isolamento eléctrico, são usados frequentemente *epoxy* e/ou vidro.

Comparação entre células

Nesta secção é feita uma comparação sumária entre os dois tipos de células. Na figura 2.9 [14], é recomendado um intervalo de valores de condutividade que cada tipo de célula de célula deve medir.

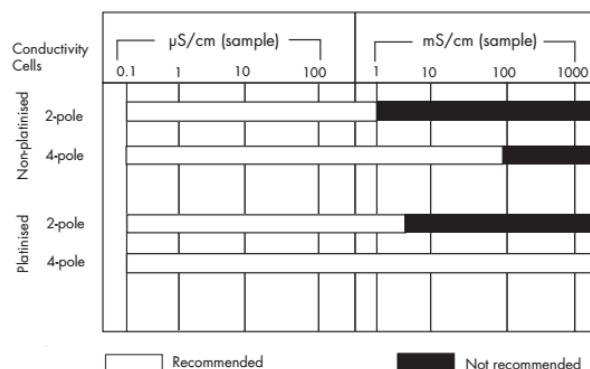


Figura 2.9: Intervalo de valores de condutividade recomendados e não recomendados para cada tipo de célula e material dos respetivos eléctrodos (Adaptado de [14])

Na tabela 2.4 é feita uma comparação sumária a todos os aspetos mencionados nas secções anteriores.

2.2.6 Soluções Comerciais

As diversas vantagens da utilização da medição da condutividade para determinar a salinidade e TDS, têm como consequência que a maioria das soluções comerciais disponíveis utilizem este método.

Número de Eléttodos	Dois	Quatro
Influência por fontes erro	Significativa	Mínima
Complexidade	Simples	Menos Simples
Gama de medição de condutividade	Baixa	Média e Alta

Tabela 2.4: Tabela comparativa entre as características das células com dois e quatro eléttodos

Do ponto de vista comercial, o condutivímetro e a célula de medição são dois produtos que podem ser comercializados em separado ou em conjunto. Para permitir uma justa comparação de preço, as soluções de condutivímetros, apresentadas no próximo paragrafo, não incluem célula.

Olhando para as soluções de mercado, observa-se que são raras as soluções autónomas e que se encaixem minimamente num contexto de sensorização de grande escala. No entanto, mesmo dentro das soluções portáteis, a gama de preços é extremamente abrangente, devido não só às gamas de condutividade que permite medir, como também às funcionalidades que apresentam.

Todavia este tipo de equipamento tem vários pontos em comum, como o *display* incorporado para a leitura de diversos parâmetros, aferidos a partir da condutividade, uma grande robustez física e interfaces bastante simples. Ao mesmo tempo, muitas destas soluções procuram garantir um grande número de características comuns às dos equipamentos de laboratório. Tais como, elevada resolução e exatidão e o suporte a uma vasta gama de medições de condutividade e temperatura. Dois exemplos deste tipo de equipamento encontram-se representados nas figuras 2.10a e 2.10b, e correspondem ao condutivímetro **ProfiLine Cond 3310** da empresa *WTW* e ao modelo *S3* da *Mettler Toledo*.



(a) ProfiLine Cond 3310 (Adaptado de [15])



(b) Medidor de Condutividade S3 (Adaptado de [16])

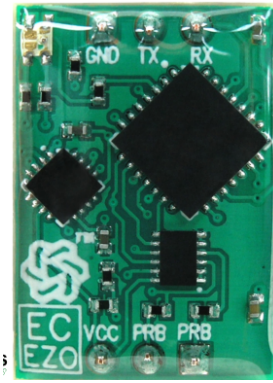
Figura 2.10: Condutivímetros portáteis de alta performance

A solução mais próxima da desenvolvida nesta dissertação, é a solução *Smart Wa-*

ter, figura 2.11a, do fabricante *Libelium*. Esta solução contempla a medição de vários parâmetros característicos da qualidade da água, como o pH, Condutividade, Oxigénio e suporta a comunicação das medições por diversas tecnologias como Wifi, Sigfox, LoRa ou celular.

Embora a maioria das especificações da medição da condutividade não estejam contempladas no *datasheet* do fabricante, é possível aferir que a solução funciona com células de 2 elétrodos, suporta células com múltiplas constantes, pelo menos entre 0.1 e 10 cm^{-1} , e permite a leitura de condutividades até 90 mS/cm, assumindo que se trata a condutividade mencionada no *datasheet* [17] como sendo a condutividade específica.

Outro dispositivo que merece menção, é o *EZO Conductivity Circuit*, figura 2.11b. Este dispositivo, embora seja uma extensão para interação com um μC ou uma plataforma de desenvolvimento como o *Arduino* ou *Raspberry Pi* e por conseguinte para um mercado "hobbista", possui especificações muito impressionantes e equipara-se com equipamento portáteis de preços muito superiores.



(a) Libelium Smart Water (Adaptado de [17]) (b) Atlas Scientific EC Ezo (Adaptado de [18])

Figura 2.11: Soluções autónomas de condutivímetros

	ProfiLine Cond 3310	S3	Smart Water	Atlas Cientific EC Ezo
Autômato	Sim	Sim	Não	Não
Comunicação	Serial	Serial	Sigfox, LoRa, Wifi ou celular	I ² C ou UART
Cenário	Exterior	Exterior	Exterior	Não Especificado
Hardware Adicional*	Não	Não	Não	Sim
Tipo de Célula Suportado	4 Elétrodos	4 Elétrodos	2 Elétrodos	2 Elétrodos
Const. Célula Suportada (cm^{-1})	0.09 - 25	Não Especificado	0.2	0.1 - 10
Gama de Condutividade	0.001 $\mu S/cm$ - 1000 mS/cm	0.01 $\mu S/cm$ - 500 mS/cm	Até 70 mS/cm	0.07 - 500 mS/cm
Gama de temperatura ($^{\circ}C$)	-5 - 105	-5 - 105	Não Especificado	1 - 110
Preço (1 Unid.) (€)	930	585	228	58

Tabela 2.5: Tabela comparativa entre algumas soluções do mercado

2.3 Indicadores indiretos da condutividade: TDS e Salinidade

A condutividade é amplamente utilizada, tanto a nível doméstico como industrial, para caracterizar soluções tipicamente do tipo aquosas. Esta caracterização tanto é feita no âmbito de controlo de qualidade como na determinação de concentrações de substâncias em particular.

Do ponto de vista de controlo de qualidade, a condutividade desempenha um papel importantíssimo em toda a indústria, permitindo não só fazer uma monitorização de soluções onde se procura determinar a pureza da água, mas também assegurar determinadas características em todo o tipo de soluções aquosas, abrangendo por isso, um grande número de setores industriais. Exemplos da sua aplicação são a sua utilização na indústria farmacêutica para assegurar a pureza da água e outras soluções no fabrico de fármacos, na indústria do papel para garantir determinadas características na pasta de papel, no controlo da qualidade de água para consumo e uso no fabrico de bens alimentares, na deteção de contaminação da água por agentes externos, como pesticidas ou resíduos industriais, entre muitas outras aplicações. Tipicamente nestes tipos de aplicação, o indicador utilizado é o TDS.

A Salinidade, por seu turno, é um indicador com maior expressão na agricultura, caracterização de solos e no contexto oceanográfico.

Graças à simplicidade, rapidez e fiabilidade deste método, é possível o desenvolvimento de equipamentos de medição da salinidade portáteis, robustos e fiáveis, aspetos fundamentais em muitos dos contextos de medição. Consequentemente, a determinação da salinidade e TDS usando esta técnica, possui uma grande expressão em todos os contextos referidos nos parágrafos anteriores.

2.3.1 Salinidade

A Salinidade designa a concentração de sais presentes numa solução. Como descrito em 2.1.4, os sais desempenham um contributo fundamental para a condutividade elétrica, sendo por isso possível, através da sua medição, derivar o valor de salinidade.

Desde a antiguidade que a ciência tentou encontrar maneiras de quantificar e definir a salinidade. Porém, foi essencialmente a partir do século XIX que, com o grande desenvolvimento da ciência e do conhecimento, se foram propondo métodos de medição capazes de apresentar níveis de repetibilidade e precisão satisfatórios. Este avançar de conhecimento levou à criação de novos métodos que, consequentemente, trouxeram novas definições de salinidade e escalas de medida para acompanhar o desenvolvimento das novas técnicas.

Atualmente, são dois os tipos de escala de salinidade utilizados pela comunidade científica. Ambos possuem definições distintas e agrupam diferentes métodos de medição, nomeadamente: **Salinidade Absoluta**, que quantifica a salinidade de modo absoluto, isto é, como uma fração de massa material dissolvido em relação à massa total da amostra; e **Salinidade Prática** que define a salinidade em termos relativos através da relação entre

salinidade e condutividade elétrica.

Impactos da Salinidade

A salinidade é um indicador de extrema popularidade devido ao seu impacto nos vários ecossistemas do planeta Terra, impactos estes que a tornaram numa medida de grande interesse em monitorizar.

Em virtude da baixa tolerância ao sal pela grande maioria das plantas, o valor de salinidade do solo tem efeitos cruciais no seu desenvolvimento. O aumento da salinidade no solo leva à diminuição do número de espécies capazes de viver neste, conduzindo à sua erosão e desertificação [19]. No sector da agricultura, a salinidade do solo tem impactos extremos na rentabilidade do cultivo, ao ponto de tornar completamente impossível o cultivo de determinadas espécies. Outro impacto do excesso de sal no solo é a diminuição da capacidade deste na absorção da água, tendo consequências não só para a flora, como também pondo em risco a vida das populações humanas, pois aumenta o risco de inundações [19].

A salinidade é também usada, embora de maneira menos frequente, no controlo de qualidade de água potável, pois elevadas concentrações tornam a água imprópria para consumo tanto humano como animal e vegetal.

Nos oceanos, tal como a temperatura e a pressão, a salinidade é um indicador chave usado para ajudar a investigar e compreender todo o ecossistema marinho. Uma das suas principais influências acontece a nível da densidade do mar, influenciando assim as correntes circulatórias do oceano que, por sua vez, influenciam o clima e em última instância todos os seres vivos e ecossistemas do planeta Terra.

As consequências económicas, sociais e ambientais, a longo e curto prazo, que uma concentração desequilibrada de salinidade pode gerar tornam-na num indicador muito relevante.

Escalas e standards de salinidade

Salinidade Absoluta (S_A)

Idealmente, a Salinidade quantificada de uma forma absoluta deveria corresponder à soma de todos os sais dissolvidos em gramas por cada quilograma de água. No entanto, do ponto de vista prático, encontrar uma determinação experimental direta e precisa que permita esta medição, é uma tarefa muito difícil [20] [21]. Por esse motivo, foram desenvolvidos ao longo da história vários métodos que pretendem alcançar a estimativa mais exata da Salinidade em termos absolutos. A sua unidade S.I é o g/kg, mas é frequentemente representada como "partes por milhar" que se representa simbolicamente por PPT(*Parts Per Thousand*) ou ‰.

Salinidade Prática

Desde a invenção e proliferação de medidores de salinidade através da medição de condutividade, que existia um forte conflito entre medições efetuadas através deste método e o método *standard* anterior [20], descrito em 2.3.2. No sentido de uniformizar todos os valores, foi criada em 1978, pelos grupos de discussão JPOTS e UNESCO, a escala de salinidade prática PSS-78(PSS) e adotada como definição internacional *standard* de salinidade. A Salinidade Prática (S) define a salinidade, em função da condutividade elétrica (σ), temperatura (T) e pressão (P) da amostra.

No documento de definição de *standard* [21], a salinidade é formalmente definida como o rácio (R_a) entre a condutividade elétrica de uma amostra de água salgada e a condutividade elétrica de uma solução referência de cloreto de potássio (KCl) nas mesmas condições de pressão e temperatura. Define ainda que, se o rácio entre estas condutividades for igual a 1, o valor correspondente de salinidade prática é de 35. Embora esta medida não tenha unidades, na literatura é frequente encontrar os valores de salinidade utilizando unidades PSU. Esta unidade é usada meramente para indicar que o valor em questão utiliza a escala de salinidade prática.

Em 1986, foi desenvolvida uma extensão [22] ao trabalho original, no qual é estendido o valor máximo de salinidade calculável a partir da condutividade. Esta equação alargada (A.1), torna o cálculo da salinidade prática válido para a gama entre 0 e 42 a temperaturas entre -2 e 35 °C.

2.3.2 Métodos alternativos de medição

Clorinidade

O método da clorinidade tem como objetivo fazer uma estimativa da salinidade absoluta e baseia-se na descoberta de que os principais iões que compõem a água salgada mantêm a sua proporção de forma praticamente constante na maioria dos mares à volta do globo [23]. Isto significa que a salinidade pode ser aferida de qualquer uma das suas concentrações individuais. A concentração mais fácil de medir é a concentração conjunta de 3 iões que compõe a água do mar, os iões de cloro, bromo e iodo, concentração denominada por clorinidade, e é obtida através da técnica de titulação [24].

Este método assumiu, entre 1902 e 1968, o *standard* de salinidade. A relação entre a salinidade absoluta e clorinidade (Cl) é dada através multiplicação desta por uma constante, presente em (2.9).

$$S_A = 1.80655 * Cl \text{ g/Kg ou } \text{‰} \quad (2.9)$$

Refração da Luz

Quando a luz viaja entre dois meios diferentes esta sofre alterações no seu comportamento, resultando em mudanças na sua direção quando atravessa a barreira entre os meios. A este fenómeno é atribuído o nome de refração e ocorre porque a luz, ao atravessar um

meio diferente do ar, está constantemente a ser absorvida e re-emitida pelos átomos que compõe o meio, alterando a sua velocidade de propagação em relação à sua velocidade de propagação no vácuo. A medida que quantifica esta diferença de velocidade designa-se por índice de refração (n).

A salinidade é um dos parâmetros que influencia este índice e por conseguinte é possível determinar a salinidade de uma amostra através da medição do índice de refração. Para efetuar essa medição existem equipamentos denominados refratômetros. Embora haja vários tipos de refratômetros, a grande maioria baseia-se no mesmo princípio físico, a lei de *Snell* [25]. A lei de *Snell* ((2.10)) define a relação entre os índices de refração, n de cada material e o ângulo de incidência, θ_i , e refração do feixe de luz, θ_r , que atravessa os meios.

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{\sin(\theta_i)}{\sin(\theta_r)} \quad (2.10)$$

Como já referido, a mudança de velocidade da luz é acompanhada pela mudança de direção da luz e, se atingir um determinado ângulo de incidência, nenhuma luz atravessa o segundo meio. Sendo, nesta situação, refletida totalmente na fronteira entre meios, tendo assim um ângulo de refração de 90° . Este ângulo tem o nome de ângulo crítico ($\theta_{critico}$).

É este o ângulo que o refratómetro permite medir e, como se pode observar em (2.11), sabendo o ângulo crítico e o índice de refração do primeiro meio, n_1 , é possível obter o índice de refração da amostra, n_2 , e consequentemente o valor correspondente de salinidade.

$$n_2 = \frac{n_1}{\sin(\theta_{critico})} \quad (2.11)$$

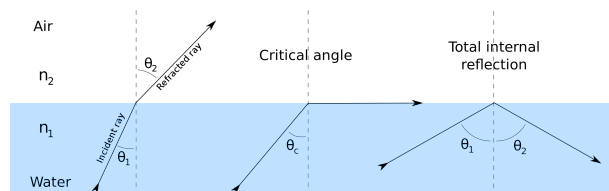


Figura 2.12: Exemplificação da Lei de Snell entre o meio aquático e o ar (Adaptado [26])

2.3.3 TDS - *Total Dissolved Solids*

O TDS é a medida que quantifica, de forma não específica, o total de sólidos, orgânicos e não orgânicos, presentes num litro de água. Nestes sólidos estão incluídos os sais que contribuem para o indicador de salinidade.

As unidades S.I desta medida são o miligrama por litro (mg/L), no entanto, na literatura, o TDS é representado frequentemente em "partes por milhão" (PPM).

Embora esta concentração, dado que caracteriza todos os sólidos, possa ser determinada de forma absoluta através de análise gravimétrica [29], a medição da condutividade é



(a) Modelo analógico



(b) Modelo Digital e de Laboratório

Figura 2.13: Típicos modelos de refratômetro (Adaptados de [27] e [28])

também um método que goza de extrema popularidade para a sua determinação, tanto na medição em laboratório como em medição *in-situ*.

O principal propósito do indicador TDS é a avaliação da qualidade da água e por esse motivo é apenas utilizada em análise de água doce. Por conseguinte, as aplicações mais frequentes deste indicador são a avaliação de qualidade de fontes de água doce ou potável, como por exemplo, nascentes, rios ou lagos, e na detecção de contaminação em águas ou solos por resíduos industriais e outros químicos tóxicos, como os pesticidas, que possam por em causa a vida de seres vivos.

A medida do TDS pode ser feita através de dois métodos, também utilizados na medição indireta da salinidade, nomeadamente, o método de análise gravimétrica e o método da condutividade elétrica, descritos, respetivamente, em 2.3.2 e 2.2. Tal como na salinidade, as vantagens da medição através da condutividade tornam a sua utilização muito popular.

A conversão da condutividade para o respetivo valor TDS é feita através da multiplicação da condutividade por um fator de correlação (k_e). Este fator varia dependendo da composição química da solução, entre 2500 e 13400 [30], se usadas as unidades S.I de condutividade S/m , ou, entre 0.25 e 1.34, se usadas, como é frequente na literatura, as unidades $\mu S/cm$. A relação descrita encontra-se matematicamente expressa em (2.12).

$$TDS = \sigma k_e \quad (mg/l) \quad (2.12)$$

Em termos de significado prático, a OMS, definiu a concentração de TDS de 1200 mg/L como o valor máximo aceitável para consumo humano [31]. Ainda no mesmo documento é apresentada uma escala, tabela 2.6, do paladar da água em função da concentração TDS.

0 - 300	300 - 600	600 - 900	900 - 1200	>1200	TDS (mg/L)
Excelente	Bom	Razoável	Baixo	Inaceitável	Qualidade

Tabela 2.6: Escala da OMS para o sabor da água em função da sua concentração de TDS

2.4 Comunicações IoT

Num futuro próximo, todos os equipamentos que beneficiem de uma ligação à Internet estarão ligados entre si. Esta é a visão que o conceito IoT pretende desbloquear, interligando as comunicações *machine-to-machine* (M2M) e *machine-to-person* (M2P), levando estas para números muito superiores aos atuais. O termo "coisas" é utilizado para demonstrar que não serão apenas dispositivos ou sistemas ligados, mas qualquer tipo de fonte capaz de gerar e/ou receber informação, sejam sistemas, pessoas ou dispositivos inteligentes.

Esta realidade deixa vislumbrar enormes potencialidades da IoT, figurando-se como uma verdadeira revolução na dimensão, forma e tipo de informação que é hoje gerada e transmitida. Reflexo desta nova era é o enorme crescimento e envolvimento em que se encontra este mercado, onde é estimado que tenha, em 2021, 18 Mil Milhões de dispositivos ligados entre si e possa gerar, em 2020, 1.9 mil biliões de dólares [32].

O vasto universo IoT é composto por três pilares fundamentais:

- **Hardware:** Representa os dispositivos capazes de fazer aquisição e troca de informação.
- **Software:** Engloba todos os sistemas analíticos que permitem armazenar, tratar a informação e consequentemente tomar decisões.
- **Infraestrutura de Comunicação:** Consiste no conjunto de protocolos e tecnologias que permitem a troca de dados entre objetos.

A conectividade é o conceito chave em IoT e este abrange vários tipos de comunicação, com e sem fios, com aplicações e serviços que possuem requisitos diferentes entre si. Este facto impossibilita que haja uma tecnologia que possa servir todos os cenários e requisitos de forma simultânea e satisfatória, por esse motivo existe uma grande heterogeneidade no espectro das tecnologias de comunicação para IoT. Todavia, todas partilham os mesmos objetivos:

- Longa autonomia dos dispositivos
- Baixo custo dos módulos de comunicação
- Baixo custo dos dados
- Cobertura
- Escalabilidade

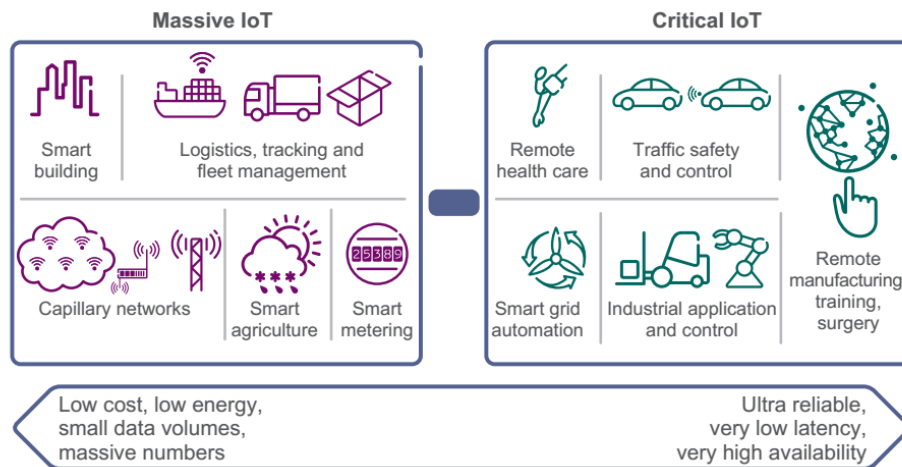


Figura 2.14: Tipos de comunicações no universo IoT (Adaptado de [32])

Um estudo da empresa *Ericsson* acerca das comunicações IoT [32], sugere que esta diversidade de aplicações e serviços deve ser agrupada de acordo com os seus requisitos, em dois grandes grupos : o **IoT de grande escala** e o **IoT crítico** .

Como é possível observar na figura 2.14, o primeiro engloba os serviços cuja rede é composta por um número colossal de dispositivos, onde a troca de dados é baixa e há tolerância a atrasos. Neste grupo, os requisitos fundamentais são o muito baixo consumo energético, a escalabilidade, preço dos módulos de comunicação e o preço dos dados. São exemplos deste grupo as redes de sensores ambientais, transporte de mercadorias ou equipamentos de medição de consumos. Por outro lado no grupo de IoT crítico, fazem parte todo o tipo de aplicações cujos requisitos fundamentais são a qualidade de serviço, a baixa latência e a fiabilidade. Estes são requisitos típicos de dispositivos inseridos em cenários como segurança rodoviária, saúde, implementação industrial ou transportes veiculares.

Embora os exemplos descritos anteriormente pareçam indicar que as comunicações IoT acontecem apenas a longas distâncias, na verdade, o cenário de comunicação de IoT alberga tanto comunicações de distâncias de centímetros, designadas por curto alcance (LANs), como comunicações entre dezenas de quilómetros, designadas por longo alcance (WANs). Observando a figura 2.15, encontram-se múltiplos exemplos de redes LAN como o ZigBee ou NFC. No entanto, é nas redes de longo alcance, segmento onde se encontra a maioria das necessidades das aplicações e serviços, que se verifica o aparecimento de um grande número de soluções para comunicação. A estas redes é atribuído o nome de *Low Powered Wide Area Networks* (LPWAN).

As LPWAN são estruturas de comunicação, mais especificamente redes de longo alcance, que têm como características o baixo consumo energético e grande escalabilidade. Das múltiplas soluções existentes, serão abordadas as mais proeminentes tecnologias que operam na zona licenciada e não licenciada do espectro rádio. Embora a maioria ainda não tenham atingido a fase comercial, foram incluídas as que têm grande potencial de se

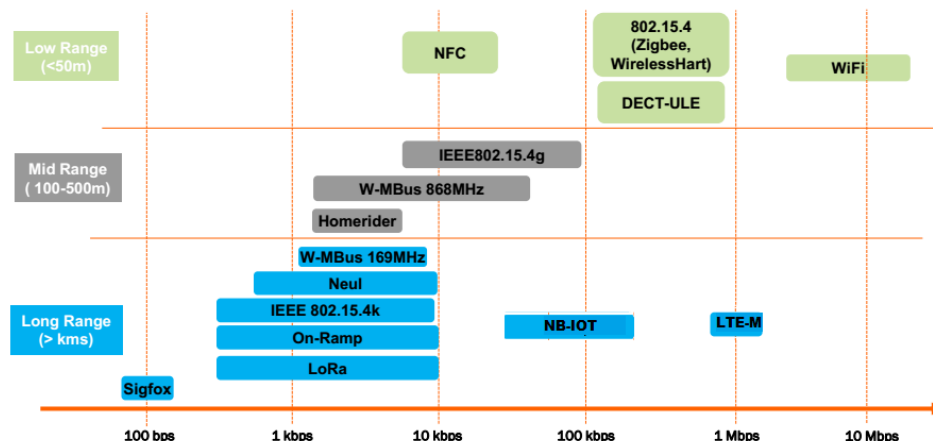


Figura 2.15: Visão geral das tecnologias de comunicação IoT de acordo com o alcance e débito (Adaptado de [32])

tornarem uma solução dominante.

Destas soluções o maior detalhe na análise incidirá na solução SIGFOX mas outras soluções, como LoRaWAN, RPMA, NB-IoT e LTE-M1, também serão examinadas.

2.4.1 Tecnologias na Banda ISM

As bandas de rádio não licenciadas, também conhecida por bandas ISM, referem-se ao grupo de bandas de rádio que se encontra internacionalmente reservado para uso em comunicações rádio na área da indústria, medicina e ciência, grupo este que qualquer entidade pode operar sem a necessidade de licença. Embora fora do seu âmbito inicial, esta zona é hoje ocupada pela maioria das tecnologias de comunicação de curto alcance e baixa potência, como o WI-FI, o Bluetooth ou NFC.

A utilização do espectro livre de rádio tem inúmeras vantagens para o proprietário da tecnologia, como a inexistência de custos na compra do espectro de rádio, maior rapidez em implementação e certificação da rede. Porém existem desvantagens que influenciam significativamente as características da tecnologia e a abordagem para se enquadrar como uma solução com valor. Duas destas desvantagens são o facto de o espectro ser extremamente ocupado, e por isso sujeito a um grande nível de interferências, e parte das suas bandas de frequência não se encontrarem uniformizadas internacionalmente. No entanto, as desvantagens mais penalizadoras advêm da necessidade de garantir uma utilização equilibrada do meio, função esta que é assegurada por reguladores do espectro rádio. Estas regulações acontecem ao nível da limitação da potência de transmissão, tipicamente entre 14 e 24 dbm, e do tempo que cada dispositivo pode ocupar o meio, especificação designada por *duty cycle*.

Todas estas limitações, naturais ou impostas, são mitigadas com o recurso a tecnologias de transmissão e a técnicas de modulação e processamento de sinal extremamente eficientes

mas com menos funcionalidades que as redes atuais. No caso das soluções aqui discutidas, a sua divisão pode ser feita de acordo com a abordagem técnica usada, nomeadamente, a *Ultra Narrow Band* (UNB), utilizada por SIGFOX e a *Spread Spectrum*, utilizada por LoRa e RPMA.

2.4.2 SIGFOX

A rede SIGFOX é a proposta LPWAN desenvolvida pela homónima empresa francesa, fundada em 2009, para conectar os dispositivos IoT. Esta solução, que faz uso da banda ISM na zona dos 900 MHz, foi, em 2012 [33], a primeira solução LPWAN comercialmente ativa e desde então a rede já alcançou a cobertura nacional em vários países europeus, como Portugal e Espanha, e continua em franca expansão por todo o globo [34].

A tecnologia SIGFOX encaixa no perfil de aplicação cuja comunicação é fundamentalmente unidirecional, mais concretamente, onde a comunicação dominante é a transmissão (*uplink*). Os seus nós, para além dos requisitos transversais a todas as comunicações IoT, tem necessidades críticas de autonomia energética, facilidade e rapidez de instalação e, ao mesmo tempo, transmitem pouca informação, na ordem dos kbytes por dia. Outra característica que a aplicação deve ter para o uso desta tecnologia, é a tolerância à latência de comunicação [35]. Às redes que se enquadram neste perfil foi lhes designado o nome de *Low Throughput Networks* (LTN) [36].

A SIGFOX destaca-se por oferecer um serviço *end-to-end*, ou seja, o subscritor fica apenas com a preocupação de fazer a aquisição da informação nos sensores e o seu processamento na *cloud*, tudo o resto é assegurado pelo operador e infraestrutura de *backend* SIGFOX.

Tecnologia

A tecnologia SIGFOX tem como sua pedra basilar a interface rádio UNB. Trata-se de uma tecnologia de modelação de sinal de rádio frequência onde a comunicação é feita utilizando canais de rádio frequência com uma largura de banda extremamente estreita, na ordem das centenas de *hertz*, e onde cada transmissão e receção é feita utilizando um canal diferente.

A concentração de potência numa largura de banda tão pequena, tem como consequência o aumento de densidade espectral de energia, diminuindo, por um lado, os requisitos de potência para transmitir acima do sinal de ruído, e aumentando, por outro, a robustez às interferências de outros sinais [37]. Por outro lado, é possível atingir elevados níveis de sensibilidade (< -135 dbm), através das transmissões a taxas de transferências bastante baixas.

A falta de flexibilidade e baixa taxa de transmissão, pois está limitada à largura do canal, pode ser vista com uma desvantagem pouco tolerável. Outro aspeto negativo da UNB, é o nível elevado de complexidade do *hardware* e do *software* da infraestrutura de rede.

A UNB possibilita assim alcançar comunicações a distâncias, entre pontos em linha de vista, de várias dezenas de quilómetros com um baixo consumo energético.

Arquitetura da rede

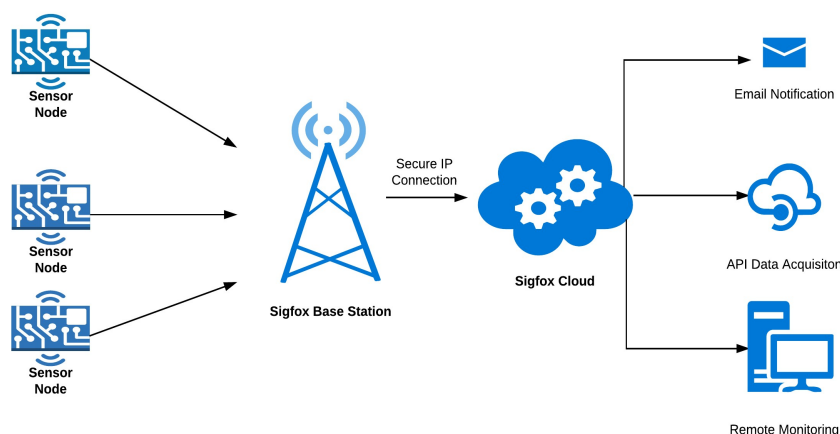


Figura 2.16: Arquitetura de rede usada em SIGFOX

A rede SIGFOX, tal como as outras tecnologias apresentadas neste subcapítulo, tem a configuração de rede em estrela, ou seja, a ligação entre os nós e a *base station* é sempre feita ponto a ponto (2.16). Esta configuração tem aspetos importantes para a rede IoT, tais como, a menor complexidade da rede, garantia que a qualidade da rede é previsível e está apenas dependente do alcance da *base Station* e do número de nós a esta ligados. Ao mesmo tempo possibilita que os nós possam ser menos complexos e que tenham apenas de gastar energia para transmitir as suas próprias mensagens.

A arquitetura de rede SIGFOX pode ser dividida em três partes, os nós, as *gateways/-base stations* e a *cloud* SIGFOX. Os nós na rede trocam informação com as *base stations*, que se encontram ligadas diretamente aos servidores de *cloud* da SIGFOX que posteriormente reencaminha a informação para o portal de utilizador ou outras interfaces disponíveis.

Protocolo

De acordo com [38], a *stack* do protocolo da rede SIGFOX é composto por 3 camadas, a Física (*PHY*), a de Controlo de Acesso ao Meio (*MAC*) e Datagrama (*Frame*), estando representando no modelo OSI, figura 2.17a, pelas camadas 1, 2, 3 e 4.

A camada física diz respeito à implementação do sinal rádio, nomeadamente à modulação utilizada, potência de transmissão, frequências utilizadas, largura de banda dos canais e a velocidade de receção e transmissão. Na camada de acesso ao meio, estão incluídos os mecanismos que regulam o acesso dos dispositivos ao meio e os mecanismos de

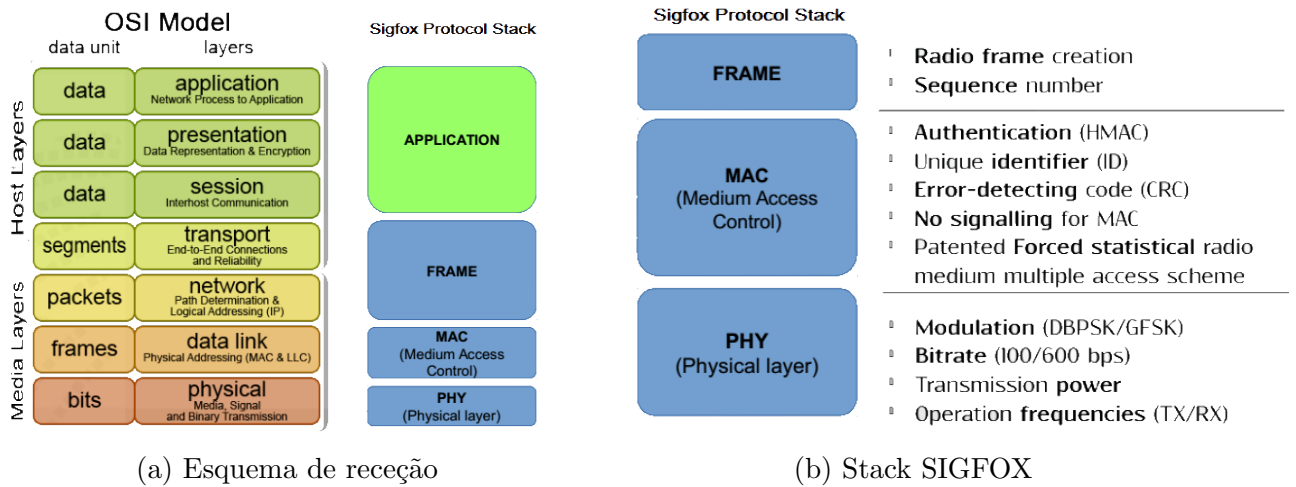


Figura 2.17: Enquadramento da stack SIGFOX no modelo OSI (Adaptado de [38])

autenticação da rede, mecanismo este que utiliza um ID único de cada módulo de comunicação SIGFOX. A camada do datagrama, define os tipos de datagramas utilizados nos modos *uplink* e *downlink*.

• Camada Física

Nesta camada são definidas todas as especificações da comunicação rádio. No caso da tecnologia SIGFOX são definidas características como frequências de transmissão, largura de banda e potência de transmissão do sinal. Dado não serem mundialmente uniformizadas, estas variam consoante a zona de implementação. Estas especificações encontram-se listadas na tabela 2.7.

	Uplink	Downlink
Largura Canal	100Hz (UE) 600Hz (EUA)	1.5kHz
Esquema de Modulação	DBPSK	GFSK
Datarate	100bps	600bps
Link Budget	155 dB	153db
Potência de Transmissão	25mW(UE)	500mW(UE) 5W(EUA)

Tabela 2.7: Tabela com as características rádio da tecnologia SIGFOX

• Camada Controlo de Acesso ao Meio

O mecanismo de controlo de acesso ao meio é aleatório e não existe qualquer tipo de sinalização ou negociação entre o nó e a *base station* [39]. Este mecanismo tem o nome *Aloha* [37].

Na situação de transmissão, figura 2.18b [40], a SIGFOX utiliza o mecanismo *Frequency/Time Aloha* [37]. Neste mecanismo, cada nó transmite a mesma mensagem

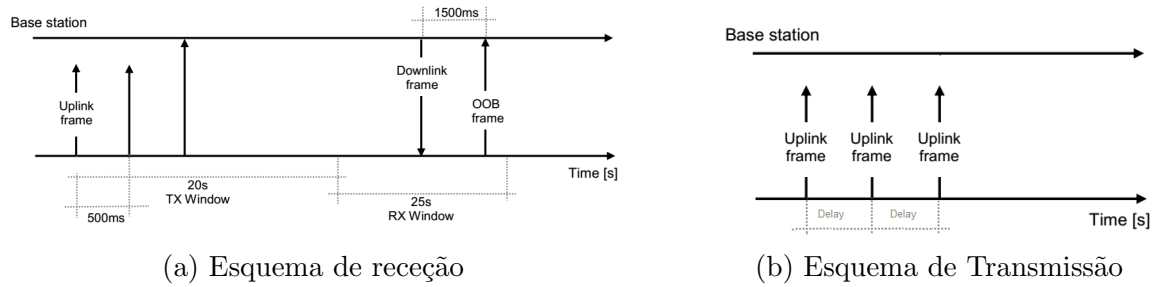


Figura 2.18: Representação dos esquemas de transmissão e receção entre um nó e uma *base station* (Adaptado de [40])

até 3 vezes com 3 diferentes frequências pseudoaleatórias. O intervalo entre cada mensagem pode, dentro de um intervalo de tempo definido, ser configurado pelo utilizador.

A receção, 2.18a [40], é sempre iniciada pelo recetor e ocorre 20s após o envio da última mensagem transmitida. O recetor fica, após este intervalo, à escuta por um período de 25 segundos de uma mensagem dirigida para si. Após a receção do pacote, se este for válido, transmite um *acknowledge* a confirmar a receção [41].

Nesta camada ainda estão implementados os mecanismos de deteção de erros de transmissão e os mecanismos de segurança. Do ponto de vista da segurança, a rede SIGFOX implementa múltiplos mecanismos em vários setores da rede. Em primeiro lugar, a proteção contra interferências é naturalmente assegurada pela tecnologia UNB e ao mesmo tempo pela redundância da rede ao nível de transmissão e receção, pois quando feita uma transmissão, esta pode ser recebida por várias *base stations*. Por outro lado, o facto de o acesso ao meio ser feito utilizando frequências pseudoaleatórias impede ataques como o *sniffing* [42]. Além disso é garantida autenticação através do ID único de 32 bits de cada dispositivo e uma chave privada em si armazenada. Entre as *base stations* e a *cloud* SIGFOX a ligação é feita utilizando ligação VPN e encriptação SSL. Para garantir segurança na ligação entre a *cloud* SIGFOX e os mecanismos de acesso a dados é utilizado o protocolo HTTPS. A encriptação a nível dos dados tem de ser feita pela aplicação.

Para além destes mecanismos, a SIGFOX encontra-se atualmente a desenvolver diversas parcerias com *players* do sector da segurança para desenvolver melhores e mais simples mecanismos de autenticação, nomeadamente com as empresas *Kudelski* [43], *STMicroelectronics* [44] e *Trusted Objects* [45].

• Datagrama

Do ponto de vista protocolar, uma das mudanças que as soluções LPWAN vem trazer é a diminuição da quantidade de informação de sinalização que é transmitida entre a rede e os nós, tendo como consequência menor consumo energético nas transmissões.

Transmissão Na tecnologia SIGFOX cada mensagem de transmissão pode ter um

payload até 12 bytes e os campos de autenticação, sinalização e detecção de erro, inerentes ao próprio protocolo, têm entre 14 e 17 bytes.

19	29	32	0-96	16-40	16	bits
Preamble	Frame Sync.	Device Id	Payload	Message Authentication	Frame Check Seq.	

Receção No modo de receção, cada mensagem pode ter um *payload* até 4 bytes sendo os restantes 20 bytes utilizados pelo próprio protocolo SIGFOX para sinalização e sincronismo.

91	13	32	0-64	0-16	8	bits
Preamble	Frame Sync.	Error CC	Payload	Message Authentication	Frame Check Seq.	

Mecanismos de acesso à *cloud* SIGFOX

A forma como os dados são agregados e acedidos é simples e transparente.

Para cada mensagem, para além do seu conteúdo em bruto e/ou decodificado, estão também associadas informações da sua receção, tais como, o seu *timestamp*, tempo de transmissão de mensagem, SNR, RSSI, o número de retransmissões recebidas, em que frequência e em que *basestation* a mensagem foi recebida.

A infraestrutura SIGFOX disponibiliza três mecanismos de acesso aos dados presentes na *cloud*, nomeadamente mecanismos API, mecanismos de *callback* e uma interface gráfica (GUI) através do seu *website*.

- **Interface Gráfica de Utilizador** A GUI é o mecanismo "manual" de acesso aos dados transmitidos na rede. Este mecanismo baseia-se no *website* desenvolvido pela própria empresa que funciona também como portal de utilizador. Neste local é possível verificar todos os dispositivos associados à conta de utilizador, assim como todas as mensagens transmitidas por estes.

Time	Delay (s)	Header	Data / Decoding	Location	Base station	RSSI (dBm)	SNR (dB)	Freq (MHz)	Rep	Callbacks
2016-09-27 16:16:48	1.4	0000	6F01157210 SN: 111 CarStatus: 1 Temperature(°C): 21 Battery(dec): 114 Version(dec): 16		1F3C 1097	-81.00 -138.00	 10.76 12.70	868.2112 868.0809	2 1	

Figura 2.19: Apresentação de mensagem na GUI da rede SIGFOX

- **Mecanismo Callback** Este mecanismo permite o reencaminhamento da mensagem ou simplesmente o envio de um evento, desencadeado por um tipo de mensagem ter

sido recebido, para um servidor, aplicação particular ou inclusive para interfaces de *cloud computing* como *Microsoft Azure* ou *Amazon Web Services*.

- **Mecanismo API** Os mecanismos do tipo API permitem o acesso de forma automatizada aos dados recebidos. Desta maneira qualquer serviço ou aplicação pode aceder e tratar a informação transmitida por cada dispositivo sem intervenção humana.

Modelo de Negócio

A SIGFOX adotou um modelo em que se assume como o proprietário de toda a estrutura de *backend*, tendo como objetivo criar uma rede pública a nível mundial. A propriedade intelectual presente na infraestrutura de rádio é privada e a implementação desta fica a cargo de operadores locais, parceiros SIGFOX. Por conseguinte, não é possível a criação de redes privadas [46].

Por outro lado, o desenvolvimento de módulos de comunicação encontra-se disponível a qualquer entidade, sendo apenas necessário que o módulo depois de desenvolvido seja certificado pela SIGFOX por forma a garantir o cumprimento de todos os requisitos de acesso à rede. Com este modelo, a empresa SIGFOX tem um papel muito semelhante ao de um típico operador celular. Atualmente a rede SIGFOX já se encontra implementada com cobertura nacional em 12 países e em implementação ou cobertura parcial em 19 [34].

Do ponto de vista do utilizador, para este começar a aceder à rede, basta ter um módulo certificado, uma subscrição ativa e proceder ao seu registo na interface web do *backend*. A partir desse momento o equipamento está pronto a comunicar. Esta transparência e facilidade torna a SIGFOX num serviço LPWAN completamente *end-to-end*. Atualmente a rede SIGFOX oferece quatro tipos de subscrições [47], as quais determinam o número máximo de mensagens transmitidas e recebidas por dia :

- **Platinum**: até 140 mensagens enviadas e 4 recebidas
- **Gold**: até 100 mensagens enviada e 2 recebidas
- **Silver**: até 50 mensagens enviadas e 1 recebida
- **One**: até 2 mensagens enviadas e 0 recebidas

Resumo técnico da tecnologia SIGFOX

CZ1 - Europa **CZ2** - EUA

CZ4- Austrália, Nova Zelândia e América Latina

Zona de Operação		CZ1	CZ2	CZ4
Frequência (MHz)		868	902	920
Datarate (bps)	DL	600		
	UL	100	600	
EIRP(dB)		14	25	
Limite diário de mensagens	DL	4		
	UL	140		

Tabela 2.8: Tabela sintetizada das características da rede SIGFOX

2.4.3 Soluções concorrentes

As duas soluções que usam o espectro livre descritas nesta sub-seção são ambas proprietárias e utilizam esquemas de modelação de sinal baseados na técnica de transmissão intitulada por *Spread Spectrum*.

Este método consiste na distribuição intencional do sinal por uma largura de banda muito superior à do próprio sinal, utilizando a mesma potência e associando a este uma chave. Distribuindo o sinal por uma banda de frequências significativa, a sua resistência a interferência e a mecanismos de *jamming* é naturalmente aumentada. Desta forma, com a mesma potência de irradiação é possível aumentar o alcance da propagação. Por outro lado, a codificação do sinal garante a segurança da comunicação e permite ao decodificador descartar outros sinais sem relevância.

LoRaWAN

Desenvolvida pelo consórcio *Lora Alliance*, a LoRaWAN é a solução LPWAN que opera sob a tecnologia LoRa, desenvolvida pela empresa *Semtech*. Enquanto LoRa diz respeito às características rádio, isto é, à camada física, a LoRaWAN corresponde ao protocolo de acesso ao meio (MAC), estando este protocolo desenhado para operar em contexto de rede pública, com um grande número de dispositivos e um único operador.

A LoRaWAN utiliza a mesma banda de frequências que a SIGFOX e suporta transmissão bi-direccional. No entanto, ao contrário da SIGFOX, permite que o *downlink* ocorra sem que seja necessário o recetor iniciar a comunicação previamente. Esta capacidade está no entanto dependente de em qual das 3 classes de comunicação o dispositivo se insere. O consumo energético é proporcional ao tempo que os dispositivo despendem à escuta e, por isso, cada tipo de classe tem um diferente custo energético associado.

A *Lora Alliance* afirma que o alcance máximo em meio rural situa-se entre os 15 e os 20Km e que a taxa de transmissão, que se adapta automaticamente às condições da ligação, varia entre 0.3 e 27 kbps [48]. Cada mensagem pode ter um *payload* entre os 2 e os 255 bytes [49] e o tráfego diário encontra-se limitado pelas mesmas regras da rede SIGFOX. Contudo, dado que suporta transmissões com taxas superiores e o mecanismo de retransmissão não é obrigatório, o tráfego permitido, embora variável, é obviamente superior. Em termos de segurança, o protocolo LoRa possui mecanismos de validação e autenticação dos nós da rede e de encriptação dos dados transmitidos.

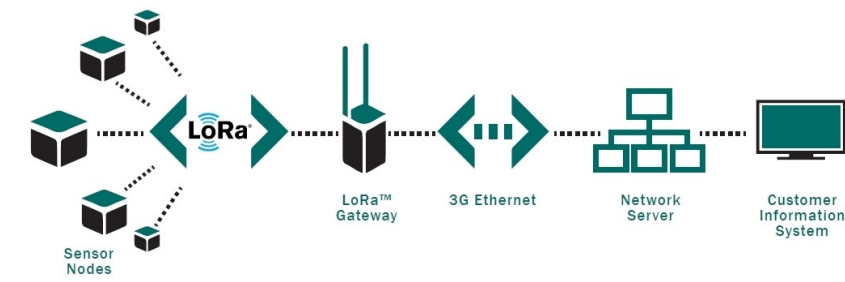


Figura 2.20: Arquitetura de rede usada em LoRa (Adaptado de [49])

A tipologia da rede, figura 2.20, também em estrela, embora seja comum a todas as soluções discutidas neste documento, a forma como a rede é gerida pode ser consideravelmente diferente. De facto, a infraestrutura não é obrigatoriamente garantida por nenhuma entidade, podendo qualquer pessoa ou entidade instalar uma rede sem a necessidade de qualquer tipo de parceria ou licença. A LoRa tem assim uma pluralidade no seu tipo de rede, podendo esta ser privada ou pública.

Na rede privada, a rede pode pertencer a entidades privadas ou a um ecossistema privado, tendo estes que instalar e gerir toda a rede *backend*, o que inclui *gateways*, servidor e respetivas ligações. No caso da rede pública, a rede é operada por entidades que disponibilizam a infraestrutura de rede como um serviço, ou seja, desempenha um papel semelhante ao de um operador de telecomunicações. Embora a rede seja aberta, os módulos de comunicação não o são, estando o seu fabrico e venda limitados a um único fabricante.

RPMA

Desenvolvida pela empresa norte-americana Ingenu, a tecnologia Random Phase Multiple Access (RPMA), é uma tecnologia de LPWAN que tem ganho destaque pelas promissoras características que afirma ter e pelo facto, de ter iniciado a instalação em várias cidades dos EUA.

A tecnologia utiliza a banda ISM de 2.4GHz, o que dado ser uma banda ISM global, evita a fraturação de bandas, como acontece em LoRaWAN ou SIGFOX. Por outro lado, as restrições aplicadas nesta, em comparação com as outras bandas ISM, são menos severas, não tendo, por exemplo, limites ao nível de *duty-cycle*. Todavia, o uso da banda de 2.4GHz tem desvantagens, como uma maior atenuação do sinal e como consequência menor alcance, o que, de acordo com [50], é mitigado pelo facto de os módulos RPMA terem sensibilidades superiores à tecnologia LoRa e SIGFOX e pelo facto das potências de transmissão na banda 2.4GHz serem superiores.

A RPMA suporta que as suas mensagens tenham um payload máximo de 464 bytes [51] e sejam enviadas com taxas de transferência até 38 kbps e recebidas até 20 kbps. Em termos de limites de dados, a oferta base tem um limite máximo de tráfego mensal de 1 *Megabyte*. [51]

Embora seja uma solução, principalmente devido às boas especificações que apresenta, com projeção significativa, é uma rede que se encontra ainda num estágio precoce, sendo por esse motivo apenas possível encontrar implementações em aplicações *custom-made* ou em implementações piloto em cidades dos E.U.A. A sua implementação na Europa encontra-se agendada para o ano 2017.

2.4.4 Redes Celulares

Até à chegada do advento da IoT, a grande maioria das aplicações e serviços M2M e M2P faziam uso da rede GSM/GPRS. Contudo, dado que não foi desenhada para este fim, esta rede possui várias características que pode limitar algumas aplicações IoT. Para além disso, esta infraestrutura de rede tem a sua desativação já anunciada em vários países [52][53][54] e é expectável que eventualmente esse processo atinja todo o mundo.

A resposta às necessidade da IoT por parte dos operadores de rede celular veio com as redes LTE-M e NB-IoT. Estas tecnologias encontram-se em desenvolvimento pelo consórcio 3GPP, composto pelas organizações de standardização de tecnologias de rede celular global. A rede celular, embora tenha aspetos negativos como o custo da aquisição de espectro e demorados processos de standardização de novas redes, apresenta argumentos únicos que as soluções do espectro livre não podem ou dificilmente conseguem alcançar e que são fundamentais em vários segmentos de aplicações, tais como, a disponibilidade imediata da infraestrutura de rede para garantir cobertura mundial, capacidade de cumprir requisitos de qualidade de serviço, baixa latência e elevadas taxas de débito.

Tal como já referido, o universo IoT é um universo demasiado abrangente para que apenas uma tecnologia possa servir de forma satisfatória todos os setores e, por isso, os vários standards em desenvolvimento pelo 3GPP respondem a segmentos diferentes.

NB-IoT

A tecnologia NB-IoT encaixa no segmento de mercado de IoT em massa, ou seja, onde tipicamente os serviços têm um grande número de dispositivos a ligar e onde os seus principais requisitos são a cobertura, longevidade energética e o baixo custo dos dados e dos módulos de comunicação. Pode-se por isso resumir a tecnologia NB-IoT como o standard menos complexo e completo, com o objetivo de garantir maior autonomia e o menor custo por equipamento de todas as redes celulares [55].

Encontrando-se desenhada para atingir uma capacidade máxima de transmissão de 250 kbps e de receção de 20 kbps ou 250 kbps, dependendo do cenário de implementação, esta solução constitui uma abordagem *Narrow Band* das redes celulares, tendo uma largura de banda de 200 kHz. É ainda expectável que a cobertura seja significativamente melhor do que a atual do GSM, permitindo em meios urbanos uma boa penetração do sinal em *indoor* e um alcance em meios rurais entre 10 a 15km [56].

Em termos de utilização do espectro, esta tecnologia tem uma enorme flexibilidade, podendo usar o espectro, como é possível observar na Figura 2.21, em três cenários distintos: no cenário em que partilha parte deste com a rede LTE, no cenário em que usa parte do

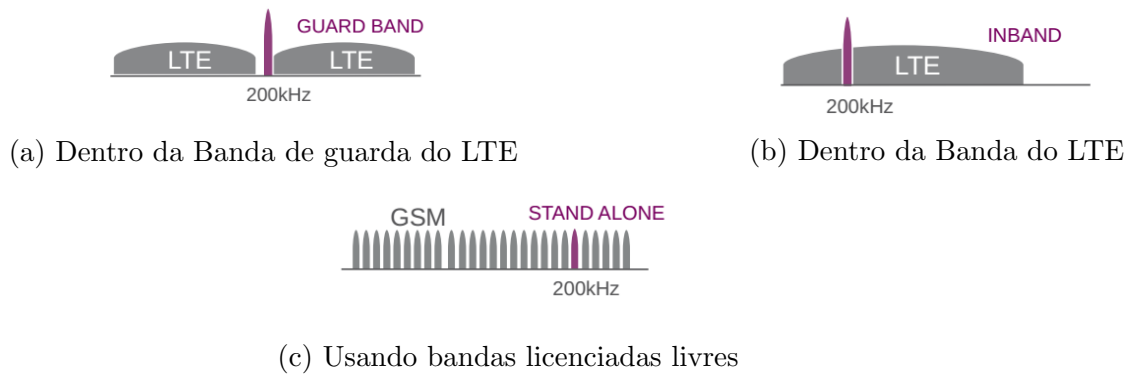


Figura 2.21: Representação dos três cenários de utilização de espectro do NB-IoT (Adaptado de [57])

espectro de reserva da rede LTE, ou seja, usa uma parte do espectro que embora faça parte do LTE, não se encontra a ser utilizado, e por último, pode utilizar parte do espectro que hoje é utilizado pela rede GSM, a frequência dos 900MHz.

LTE eMTC

Tal como a NB-IoT, a LTE eMTC, também referida por LTE-M ou LTE CAT M1, tem como base a tecnologia LTE já existente. Todavia, este standard IoT é direcionado para aplicações que tenham como requisitos prioritários a qualidade de serviço, largura de banda elevada, trocas de dados elevadas, baixa tolerância a atrasos, entre outros. Estes requisitos e funcionalidades mais próximas das tecnologias celulares atuais fazem da LTE-eMTC, em comparação com a NB-IoT, constitui uma solução de rede mais complexa e substancialmente mais desenvolvida. O aumento de capacidades e funcionalidades acarreta maior complexidade do equipamento de modem e resulta no aumento do seu custo e do seu consumo energético [58].

O LTE-M utiliza 1.4 MHz de largura de banda e pode atingir débitos até 1Mbps, tanto em *downlink* como *uplink*. Em termos de uso de espectro, esta tecnologia está projetada para operar apenas no atual espectro do LTE, o que significa que tem uma utilização do espectro menos versátil do que a tecnologia NB-IoT [59]. Para além das características mencionadas, o LTE-M oferece outras funcionalidades mais complexas, como o suporte de comunicações de voz [60] e o suporte à mobilidade [61], dado que a baixa taxa de transferência do NB-IoT será um forte obstáculo para esta funcionalidade.

2.4.5 Comparação LPWANs

Na tabela 2.9 são comparadas algumas características das soluções discutidas na secções anteriores.

		LoRaWAN	SIGFOX	RPMA	NB-IoT	LTE-M
Frequência (MHz)		902 - 928		2.4GHz	Banda GSM e LTE	Banda LTE
Datarate (bps)	DL	600	200 - 27k	20k	250k	1M
	UL	200 - 27k	100-600	38k	20k	1M
Payload máximo (bytes)		51	12	464	Não Espec.	Não Espec.
Tráfego Mensal (bytes)	DL	Não Espec.	50k	min 1000k	Não Espec.	Não Espec.
	UL	Variável	8		Não Espec.	Não Espec.
Estado Operacional		Disponível comercialmente		Em testes	Em testes	Em testes
Preço <i>transceiver</i> (€)		2.55 [62] (3000 un.)	1.74 (6000 un.) [63]	Não Espec.	Não Espec.	Não Espec.

Tabela 2.9: Tabela sintetizada das características das redes LPWAN analisadas.

2.5 Outras Tecnologias

2.5.1 Métodos de Geolocalização

Atualmente existem vários métodos de geolocalização. No entanto, nesta secção, apenas serão abordados os que fazem sentido no contexto de IoT, nomeadamente, a geolocalização por satélite e através de indicadores da comunicação rádio terrestre. No contexto IoT, saber a localização de um objeto é, em alguns serviços, fundamental. Nomeadamente em situações em que os sensores tenham grande mobilidade, como no transporte de mercadorias ou na sensorização ambiental móvel, por exemplo.

Como já foi mencionado anteriormente, o cenário energético em que muitas das aplicações e serviços comunicam é altamente restritivo pela necessidade de uso de baterias. Por esse motivo, para além do inerente custo do *hardware*, o consumo energético do sistema de geolocalização pode ser um aspeto crítico e, conseqüentemente, determinante na escolha da tecnologia.

Sistema de Navegação por satélite

Atualmente, o método mais popular de geolocalização *outdoor* é o sistema de navegação por satélite (GNSS). Embora inicialmente desenvolvido apenas para uso militar, hoje encontra-se banalizado em todos os contextos de utilização, permitindo a qualquer indivíduo, que possua um *transceiver*, determinar a sua posição em qualquer parte do mundo.

Este sistema utiliza a comunicação rádio com constelações de satélites que orbitam em torno do planeta Terra para determinar com elevada precisão a posição através do processo de localização denominado por trilateração. Este processo permite a determinação da localização absoluta ou relativa através da medição de distâncias a pontos de referência usando círculos ou esferas. No caso do sistema GNSS, os pontos de referência usados são satélites que orbitam em torno da Terra e fazem parte das várias constelações existentes.

O primeiro sistema de GNSS, que é também o mais popular, é o sistema Norte-Americano GPS. Todavia, existem outros sistemas que foram desenvolvidos nas últimas décadas por outras potências mundiais, nomeadamente, o sistema russo *GLONASS*, o sistema europeu *Galileo* e o sistema chinês *BeiDou*.

Sistemas de Localização de Redes LPWAN

Ao contrário do sistema GNSS, o sistema de geolocalização das LPWAN, assim como nas tecnologias celulares atuais, é transparente para o módulo de comunicação, o que significa que, do ponto de vista de *hardware* no dispositivo, a implementação do serviço não requer nenhum *hardware* adicional e não tem nenhum impacto energético nos módulos. Estas vantagens são possíveis pois esta informação não é computada ao nível do módulo mas nos serviços de *backend* da rede, através da computação de informação inerente à comunicação rádio. Outra das vantagens em relação ao GNSS, é a possibilidade da geolocalização ser feita *indoor*. Embora atualmente não seja possível para este sistema alcançar a precisão do sistema GNSS, muitas das aplicações e serviços não têm requisitos de exatidão tão rigorosos.

As soluções de geolocalização SIGFOX e LoRa são as únicas descritas neste documento, pois à data de escrita são as únicas que se encontram disponíveis comercialmente ou em teste. Porém, é expectável que as outras soluções venham a ter serviços semelhantes.

• Geolocalização SIGFOX

O serviço de geolocalização SIGFOX tem o nome SPOT'IT. Lançado em Fevereiro de 2017, apresenta-se como a solução de geolocalização de baixo custo e consumo energético para as soluções que façam uso da rede SIGFOX.

Embora a oferta comercial já esteja disponível, as informações acerca do funcionamento e performance do serviço SPOT'IT são ainda escassas. No entanto, de acordo com [64], o SPOT'IT efetua a localização de dispositivos através da utilização do indicador de potência de sinal (RSSI) e graças a algoritmos que, através da agregação contínua dos dados de milhões de dispositivos, encontram-se em permanente aprendizagem e auto-melhoramento. À data de escrita desta dissertação o serviço diz oferecer uma exatidão de aproximadamente 500 metros [65].

- **Geolocalização LoRa**

Apesar de à data de escrita desta dissertação o serviço de geolocalização LoRa ainda não se encontrar comercialmente disponível, já existem implementações teste desta tecnologia [66]. A tecnologia de geolocalização utiliza a potência do sinal recebido e o tempo de chegada da mensagem. De acordo com o fabricante [67], em cenários de teste, já foi possível atingir uma exatidão na ordem dos 150m .

Comparação entre sistemas de geolocalização

	GNSS	Sistemas LPWAN
Cenário	Exterior	Interior e Exterior
Hardware Adicional	Sim	Não
Consumo energético	Significativo	Inexistente
Precisão	Até 1m	150-500m
Custo do Serviço	Gratuito	Pago

Tabela 2.10: Tabela comparativa das características dos sistemas de localização GNSS e das redes LPWAN

2.5.2 Acelerómetro

O acelerómetro é um sensor que mede a aceleração física sentida por um objeto provocada por forças inertes, como a aceleração terrestre, ou devido a forças geradas por fenómenos mecânicos, como a vibração. Existe um grande número de aplicações que fazem uso de inúmeras informações que um acelerómetro pode transmitir. A título de exemplo, é possível detetar e calcular inclinação, vibrações, a detenção de movimento, toque, orientação, entre outros. Ao longo da história foram várias as técnicas desenvolvidas com o propósito de converter esta grandeza física numa grandeza elétrica. Tais como, o acelerómetro piezoelétrico, piezoresistivo, capacitivo, entre outros. Atualmente a grande maioria dos acelerómetros são do tipo *Micro-Electro-Mechanical Systems* (MEMS), sendo construídos com dimensões microscópicas. O princípio mecânico por de trás do tipo MEMS é baseado na deslocação de uma pequena massa de prova plantada na superfície de silício do circuito integrado.

Do ponto de vista do tipo de sinal produzido, existem acelerómetros analógicos e digitais. Os analógicos produzem uma tensão constante proporcional à aceleração a que estão a ser sujeitos. Nos digitais, o processamento de sinal e a conversão do sinal analógico para digital é feito num circuito integrado e a informação é transmitida através protocolos de sinal digital, tipicamente I^2C ou SPI.

Capítulo 3

Descrição do Problema e Arquitetura de Sistema

Sumário

Neste capítulo será definido o problema a que esta dissertação se propõe a resolver, assim como, as características e requisitos que a solução deverá contemplar. Posteriormente será detalhada a solução proposta, em características gerais, funcionalidades, aparência, tipo e formato de informação que transmite e modos de funcionamento.

3.1 Descrição do Problema

Como explicado no capítulo anterior, a condutividade elétrica é uma medida que permite aferir indiretamente os indicadores de Salinidade e TDS. Este indicadores são parâmetros chave na avaliação de qualidade em vários processos industriais, agrícolas e de saúde pública. Embora estas medições, tipicamente, sejam feitas com recurso a instrumentos de medida em laboratório ou instrumentos portáteis de campo, existem situações em que é desejável fazer uma monitorização permanente, autónoma, em múltiplos locais e com elevado número de zonas de medição. Este tipo de cenário requer obviamente uma solução cujas características incidam principalmente sob o custo, escalabilidade e autonomia energética.

Um dos casos de estudo que serviram como base para a identificação de problemas e planeamento de solução é o cenário do cultivo de Salicórnia. A Salicórnia (*Chenopodiaceae*) é uma planta terrestre que vive predominantemente em solos com concentrações de salinidade muito elevadas. Por esse motivo, o seu desenvolvimento ocorre predominantemente em zonas banhadas por água do mar como sapais, estuários e lagos marinhos.

A Salicórnia é hoje, derivado das suas múltiplas propriedades, considerada como um produto de enorme valor para as mais diversas áreas de consumo, tais como, a área medicinal ([68]), alimentar, energética ([69] [70]), entre outras. Por conseguinte, em muitas regiões costeiras de Portugal, tem-se observado um crescimento do número de empresas envolvidas no cultivo desta planta, e, consequentemente, do interesse em obter soluções que permitam atuar e monitorizar o cultivo, a fim de maximizar o seu rendimento.



Figura 3.1: Exemplar de uma planta de Salicórnia

Um dos aspetos no cultivo de salicórnia que há interesse em monitorizar trata-se da salinidade da água e do solo. Uma vez que a quantidade de sal que planta irá absorver depende da salinidade da água no qual o terreno se encontra submerso, uma das necessidades dos produtores é terem um mecanismo que permita monitorizar de forma permanente

a salinidade desta água, a fim de perceber de que forma esta influencia o crescimento da cultura e, numa fase posterior, automatizar a sua rega.

Os requisitos começam a ser impostos pelas próprias zonas de cultivo que, tipicamente, se encontram em locais com limitados, ou mesmo inexistentes, recursos energéticos. Por este motivo, a solução tem de contemplar uma fonte própria de energia.

Dadas as desvantajosas zonas geográficas que caracterizam muitos destes lugares, estando tipicamente isolados e sem qualquer possibilidade de instalação de comunicação com fios, a comunicação do sistema deve ser feita sem fios. Por outro lado, como é possível que o cultivo seja expandido para outros locais fora desta zona, faz sentido que a tecnologia de comunicação assegure a comunicação sem a necessidade de instalação de infraestrutura própria.

Posto este cenário, o paradigma seguido consiste no desenvolvimento de uma solução com especificações de medição da condutividade mais flexíveis que as típicas dos instrumentos de profissionais por forma a atingir um dispositivo de baixo custo e muito baixo consumo. Do ponto de vista da comunicação, a tecnologia escolhida, para além de possuir iguais características, tem de garantir: **Cobertura, Escalabilidade e Capacidade de transmitir o volume diário de dados necessário.**

Embora o cultivo de salicórnia tenha sido o cenário utilizado como base no desenvolvimento do sistema, este pode ser utilizado em qualquer cenário que tenha desafios e requisitos semelhantes, como por exemplo, na monitorização da qualidade de água potável em nascentes, na monitorização de cursos de água junto a áreas industriais, em controlo de processos industriais, entre outros. Nesse sentido, para facilitar a adaptação da solução proposta a esses diferentes contextos, o sistema proposto tem alguma flexibilidade, não só ao nível de implementação de algoritmos de compensação da condutividade, mas também nos indicadores, e respetivos algoritmos, como a Salinidade e o TDS, que é possível determinar a partir da condutividade. Outro ponto de flexibilidade importante, é ao nível da célula de condutividade, sendo compatível com qualquer célula de 4 elétrodos que cumpra as especificações definidas em 3.2.

Na enumeração seguinte encontram-se as condições de funcionamento que a solução deve cumprir:

- Funcionamento em ambiente *outdoor*.
- Autonomia energética igual ou superior a 5 anos.
- Transmissão de informação 2 a 5 vezes ao dia.
- Medição da condutividade de um líquido dentro da gama de 0 a 6 S/m e a uma temperatura entre 0 e 35 °C.
- Mecanismo de geolocalização e alarmística.

3.1.1 Requisitos de Medição

Os requisitos definidos para as medidas de Condutividade e Temperatura encontram-se detalhados na tabela 3.1.

Parâmetro	Gama de Medição	Resolução	Incerteza
Condutividade (25 °C) (mS/cm)	0 - 60	0.1	$\pm 5\%$
Temperatura (°C)	0.1 - 35	0.1	± 0.5

Tabela 3.1: Tabela de requisitos para os parâmetros de Condutividade e Temperatura

3.2 Solução Proposta

De uma forma sucinta, a proposta baseia-se numa solução de baixo consumo e custo, alimentada a bateria, com funcionalidades de geolocalização, alarmística, medição da condutividade e transmissão de toda esta informação através de uma rede de comunicações de longo alcance e baixo consumo. Toda a informação é enviada para a *cloud*, estando acessível por vários mecanismos de acesso, como descrito em 2.4.2.

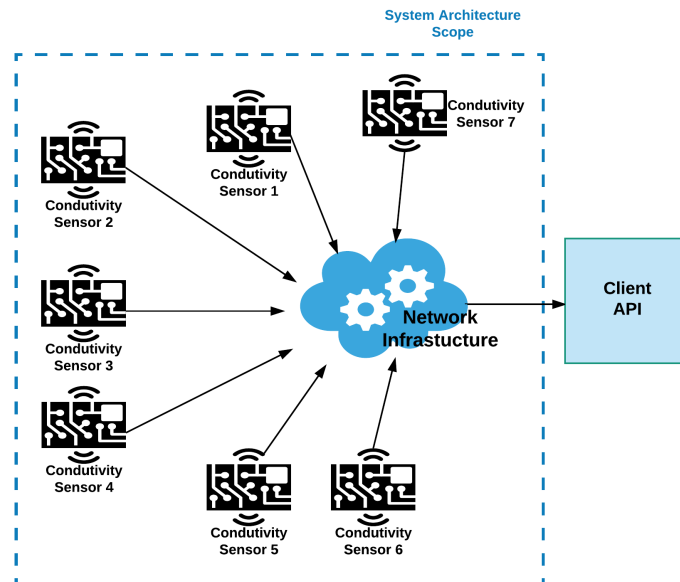


Figura 3.2: Enquadramento dos sensores de condutividade

3.2.1 Arquitetura da Solução

No âmbito desta dissertação, o foco de desenvolvimento foi feito exclusivamente ao nível do dispositivo e, por conseguinte, toda a infraestrutura de rede necessária para comunicação do dispositivo, mais concretamente através do *transceiver*, é totalmente transparente.

A solução desenvolvida, representada na figura 3.3, para além da placa de circuito impresso, onde se encontra toda a eletrónica responsável por todas as tarefas de aquisição, comunicação e processamento, integra dois sensores externos, um termómetro e uma célula comercial de medição condutividade, com o propósito de medir a temperatura e condutividade da água. Para efetuar a aquisição da geolocalização e transmissão da informação são usadas duas antenas.

Para além do sistema de aquisição, foi ainda, na parte final do projeto, desenvolvida uma célula de medição de condutividade na tentativa de obter uma alternativa de baixo custo à célula comercial utilizada. Este tópico é discutido com maior detalhe em 4.1.11.

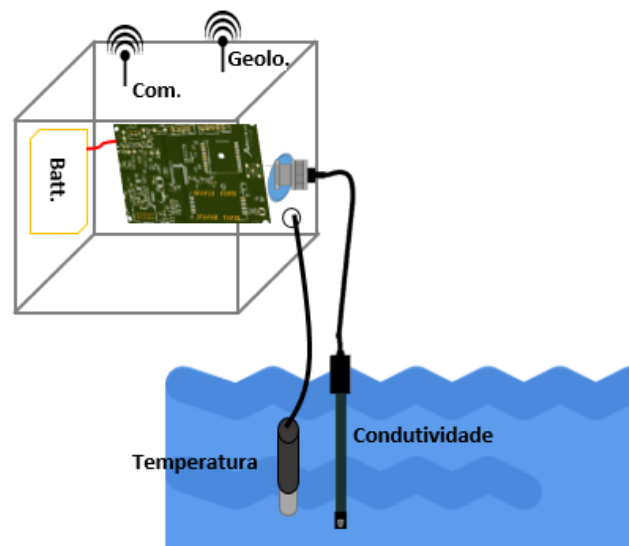


Figura 3.3: Visão da solução proposta ao nível do dispositivo

Funcionalidades

A solução apresenta as seguinte funcionalidades:

- **Funcionamento Autónomo:** Assim que instalado, executa todas as suas tarefas sem qualquer intervenção humana.
- **Comunicação Sem Fios:** Transmite todas as informações utilizando a rede de longo alcance e baixo consumo energético.

- **Alarmística - Detecção de Furto:** Transmite continuamente mensagens de alerta com a posição atual do dispositivo. Esta funcionalidade é acionada em cenários de movimentação do sensor, pois este pode indicar a ocorrência de furto.
- **Geolocalização:** Aquisição e transmissão das coordenadas referentes à localização do dispositivo.
- **Condutivímetro:** Medição de condutividade e temperatura da amostra com qualquer célula de 4 elétrodos, desde que respeite as características estabelecidas na tabela 3.2.

3.2.2 Módulos do Sistema

Os módulos que possibilitam as funcionalidades descritas na secção anterior estão representados na figura 3.6. O dispositivo é essencialmente composto por 5 módulos, responsáveis pela comunicação, medição de condutividade, alarmística e geolocalização.

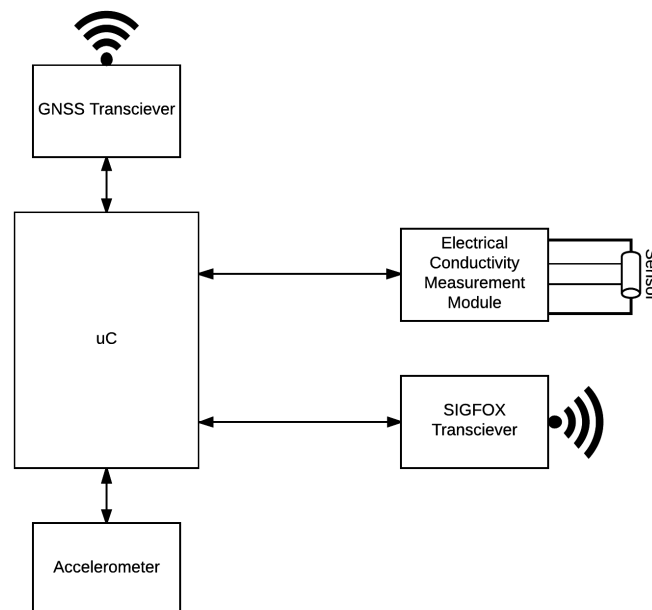


Figura 3.4: Representação modular do dispositivo proposto para solução

Intercomunicação e Processamento

O microcontrolador (μC) é responsável pelo processamento, controlo, comunicação entre módulos e aquisição de dados transmitidos pelos vários sensores e módulos.

Geolocalização

A geolocalização é efetuada por um módulo GNSS que obtém dados do sistema GPS. Para a obtenção desta informação, o módulo, depois de ativo, envia continuamente para o μC mensagens com informações de geolocalização, cabendo ao μC a sua receção e processamento para posterior envio.

Alarmística

A funcionalidade de alarme é implementada utilizando um acelerómetro. Este, através da deteção de variações de aceleração como vibrações ou deslocação do dispositivo, emite um aviso para o μC , responsável por executar as tarefas em caso de alarme.

Comunicação

A comunicação sem fios é feita utilizando a rede SIGFOX, através de um *transceiver* certificado para operar na rede. Para que os dados sejam transmitidos para a *cloud*, é apenas necessário o seu reencaminhamento, num determinado formato, para o *transceiver*. Este por sua vez, encarrega-se de desempenhar todas as tarefas de comunicação com a infraestrutura SIGFOX.

Condutivímetro

A condutividade é calculada através da determinação da condutância usando uma célula de contacto com 4 elétrodos, de constante conhecida.

O método de contacto e as células de 4 elétrodos, discutidos em 2.2.2 e 2.2.5, permitem a determinação da condutância através da Lei de Ohm, isto é, através da sua relação com a corrente que atravessa a célula e a queda de tensão que ocorre entre os elétrodos.

A solução de medição de condutividade projetada efetua a medição destes dois parâmetros, corrente e tensão, através do módulo ADC incorporado no μC . O primeiro é, antes de chegar à ADC, convertido para tensão e o segundo é lido diretamente.

Depois de amostrado cada sinal, é, no μC , calculando os respetivos valores eficazes de tensão e corrente, determinada a condutância e finalmente a condutividade.

Dada a dependência da condutividade com a temperatura, é necessário ainda efetuar a medição da temperatura do líquido através de um termómetro que se encontra também em contacto direto com a água.

Este bloco é assim responsável por todas as tarefas de interface entre a célula e o μC , nomeadamente, a excitação desta e o acondicionamento dos dois sinais produzidos pela sua célula.

3.2.3 Características

- Funcionamento em ambiente *outdoor* a temperaturas entre -10 °C e 45 °C.

- Autonomia, através de bateria, para vários anos.
- Transmissão 5 vezes ao dia (aproximadamente 4 horas e 50 minutos de intervalo).
- Medição de condutividades normalizadas na gama entre 0.1 a 60 mS/cm com temperaturas entre 0 °C e 35 °C.
- Medição de condutividade com célula de características definidas em 3.2.
- Mecanismo de geolocalização com exatidão inferior a 10 metros.
- Mecanismo de alarmística com deteção de movimento do dispositivo.

Tipo de célula	4 Eléttrodos
$K_{celula}(K_{int}) \text{ (cm}^{-1}\text{)}$	0.45 a 1.5
$K_{ext} \text{ (cm}^{-1}\text{)}$	$2 \times K_{int}$ a $3 \times K_{int}$

Tabela 3.2: Tabela com as constantes de célula K_{ext} e K_{int} compatíveis com o sistema

3.3 Funcionamento

3.3.1 Estados de Funcionamento

O dispositivo possui 3 estados de funcionamento. Os modos Medição e Inativo correspondem aos dois modos periódicos enquanto que o modo de Alerta é aperiódico, sendo despoletado por uma ação externa como uma deslocação ou movimentação do dispositivo.

Medição

O modo de funcionamento periódico é ativado aproximadamente de 5 em 5 horas e consiste na execução dos processos de medição de condutividade, temperatura, posição e envio de mensagem. Por conseguinte, todos os módulos do dispositivo encontram-se ativos em algum ponto deste estado.



Figura 3.5: Fluxograma com as atividades executadas no modo de Medição

Alerta

O modo Alerta é ativado quando é despoletado um evento de detecção de intrusão. Neste modo é feita a transmissão de mensagens consecutivas, enviando as coordenadas atuais de geolocalização e a informação de que o mecanismo alarmístico foi ativado.



Figura 3.6: Fluxograma com as atividades executadas no modo de Alerta

Inativo

Inativo é o modo em que o dispositivo passa a grande maioria do seu tempo e corresponde ao modo em que todos os módulos de comunicação e medição estão desativados. No entanto, a funcionalidade de alarme permanece ativa, bastando apenas que a interrupção externa, gerada pelo acelerómetro, ocorra para que o μC seja ativado.

3.3.2 Comunicação na rede SIGFOX

Do ponto de vista da comunicação, cada dispositivo é visto como um nó da rede de comunicação SIGFOX. Dado que se trata de um sensor que apenas recolhe informação, a tipologia de comunicação é fundamentalmente de *uplink*. No entanto, a comunicação *downlink* é possível e existem situações em que claramente apresenta vantagens, como, por exemplo, em situações em que a célula é frequentemente mudada e, conseqüentemente, no processo de configuração da nova constante, seria pertinente efetua-lo à distância. No entanto, a ativação deste método tem, do ponto de vista energético, custos, podendo diminuir consideravelmente a autonomia energética. Por esse motivo, a configuração por omissão será exclusivamente de *uplink*, havendo obviamente a possibilidade de configurar o módulo para suportar a funcionalidade de *downlink*.

Para o dispositivo propriamente dito, a comunicação é relativamente transparente, tendo apenas de reencaminhar para o módulo de transmissão os dados com um formato e tamanho pré-definidos.

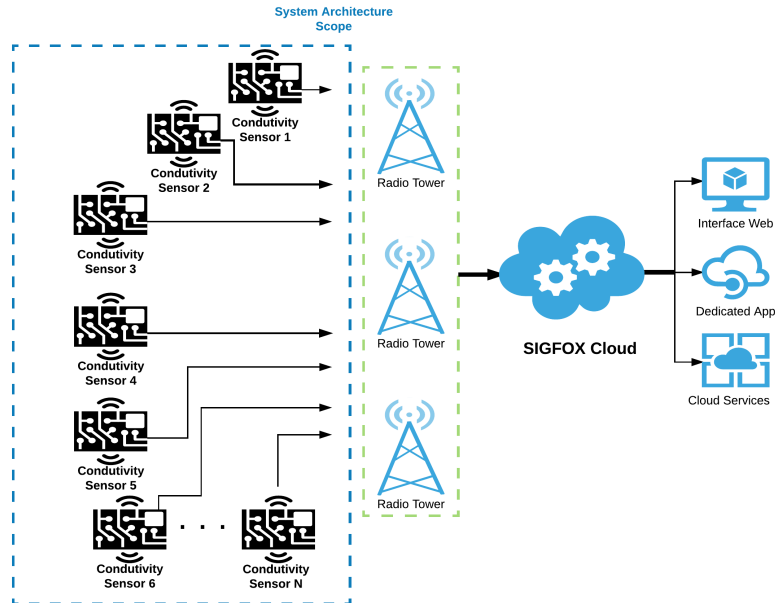


Figura 3.7: Representação do enquadramento do dispositivo na rede

Para que seja possível a comunicação, é fundamental que na zona de implementação exista cobertura pelo serviço de telecomunicações, neste caso pelo serviço SIGFOX. Conforme descrito em 2.4.2, a rede SIGFOX cobre grande parte de Portugal Continental, como é possível observar na figura 3.8a . Na para a região de Aveiro, a zona geográfica de teste nesta dissertação, a cobertura é, de acordo com [34], total. O mapa da cobertura SIGFOX em Aveiro encontra-se ilustrado na figura 3.8b .

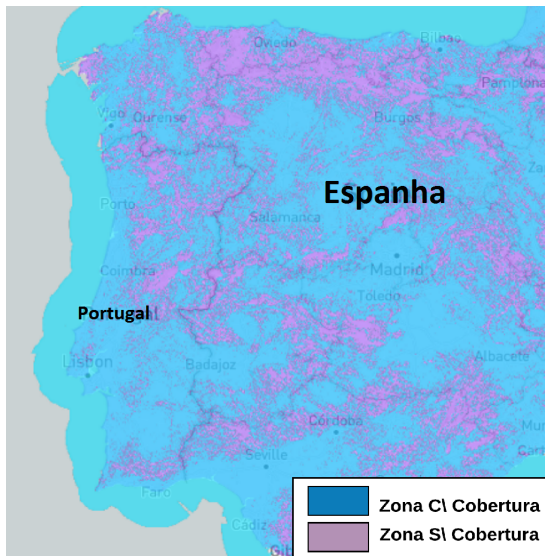
3.3.3 Tipo de Informação Transmitida

Geolocalização

A informação relativa à geolocalização do módulo é feita utilizando coordenadas em graus e décimas de grau, formato denominado por *decimal degrees*. Esta forma de representação tem o formato exposto na caixa seguinte.

Formato das Coordenadas de Geolocalização

Latitude: SDD.DDDDD
Longitude: SDDD.DDDDD
 exemplo: 38.959390°, -95.265483°



(a) Cobertura SIGFOX em Portugal Continental



(b) Cobertura SIGFOX na região de Aveiro

Figura 3.8: Mapa de cobertura da rede SIGFOX em Portugal Continental e na Região de Aveiro (Adaptado de [34])

Neste formato o ponto cardeal é representado pelo sinal das coordenadas. Quando positivo, representa o ponto cardeal Norte na latitude e Este na longitude. Quando negativo, representa Sul na latitude e Oeste na longitude.

Nas coordenadas de latitude, as unidades de grau estão compreendidas entre -80° e 80° . As unidades das coordenadas de longitude estão compreendidas entre -180° e 180° .

Condutividade

A condutividade é enviada nas unidades mS/cm.

Formato da medida de condutividade

<p>CC.CC mS/cm exemplo: 20.50 mS/cm</p>
--

O valor das unidades pode variar entre 0 e 60 e o valor das centésimas (DD) entre 0 e 99.

Temperatura

As medições de temperatura são transmitidas em graus *Celsius*.

Formato da medida de temperatura

TT.T °C
exemplo: 20.2 °C

Tipo de Mensagem

As mensagens são apenas de dois tipos, periódicas, que, implicitamente, representam o correto funcionamento do dispositivo e sem a ocorrência de nenhuma anormalidade e o tipo aperiódico que ocorre em situação anormal. É por isso transmitido junto da mensagem o seu tipo, por forma a garantir uma correta e rápida ação do sistema.

3.3.4 Formato de Mensagens

As mensagens transmitidas pelo dispositivo podem ser de dois tipos: tipo periódico, no qual, como referido em 3.3.1, corresponde à programada transmissão das coordenadas, medição de condutividade e temperatura, ou o tipo aperiódico, mensagem que é transmitida em caso de deteção de furto, e que contem apenas as coordenadas da localização do dispositivo.

Mensagem Periódica

Tipo de Mensagem	Código Erro	Coordenadas de Geolocalização	Condutividade	Temperatura
------------------	-------------	-------------------------------	---------------	-------------

Tabela 3.3: Informação transmitida na mensagem Periódica

Mensagem Aperiódica

Tipo de Mensagem	Código Erro	Coordenadas de Geolocalização
------------------	-------------	-------------------------------

Tabela 3.4: Informação transmitida na mensagem Aperiódica

Indicadores de Erro

No caso de falha na execução de alguma tarefa, é enviado no campo **Código Erro** um valor diferente de 0, estando a correspondência entre o código e o erro detalhados na tabela 3.5. O erro relacionado com a medição de condutividade e temperatura pode apenas ser enviado nas mensagens do tipo Periódico.

Código Erro	Tipo de Erro
0	Não ocorreu nenhum erro
1	Geolocalização não adquirida
2	Erro na medição de condutividade
3	Erro na medição de temperatura

Tabela 3.5: Códigos e tipos de erro associados às mensagens

3.3.5 Parâmetros Configuráveis

Para promover a autonomia energética e a versatilidade de funcionamento, o dispositivo encontra-se projetado para desempenhar apenas as funções básicas de medição de temperatura e condutividade, reservando os algoritmos de normalização e cálculo de indicadores obtidos a partir da condutividade, para o sistema onde a informação será decodificada e processada. As definições para a execução destas funcionalidades básicas são unicamente configuráveis através de programação. Todavia, se os requisitos energéticos forem menos exigentes, estas configurações poderão vir a ser feitas remotamente, usando a comunicação bi-direcional da rede SIGFOX para esse efeito.

Na Aplicação

- **Algoritmo de compensação de temperatura**

Conforme descrito em 2.1.5, a condutividade é significativamente influenciada pela temperatura a que se encontra o fluido e, por esse motivo, o seu valor é sempre expresso e normalizado para uma temperatura referência. A compensação pode ser feita usando dois métodos distintos, linear ou não linear. Para flexibilizar a escolha do algoritmo, esta compensação é feita ao nível da aplicação.

- **Algoritmo para Conversão da Condutividade para Salinidade e/ou TDS**

Como analisado em 2.3.1 e 2.3.3, os algoritmos associados aos *standards* de salinidade e TDS dependem dos mesmos parâmetros, nomeadamente a temperatura e condutividade. Por essa razão, estes são estes os parâmetros transmitidos, ficando a conversão para Salinidade e TDS destina a ser concretizada ao nível da aplicação.

No dispositivo

- **Constante de Célula:**

Dado que a solução suporta células com mais que um valor de constante e este é um parâmetro que afeta diretamente o valor de condutividade lido, é necessário configurar, ao nível do dispositivo, a constante K_{int} da célula usada.

- **Periodicidade de Mensagens:**

O intervalo entre o envio das mensagens enviadas aquando no modo periódico é outro parâmetro configurável.

Capítulo 4

Hardware e Firmware

Sumário

Neste capítulo serão analisados os blocos de hardware e firmware que compõem a solução. Será ainda abordado o consumo energético de cada módulo, a autonomia energética estimada para a solução e o seu custo.

4.1 Hardware

Nesta secção será descrito o desenvolvimento do sistema ao nível *hardware*. Mais concretamente, será abordado o circuito elétrico da solução, seu processo de fabrico em placa de circuito impresso e o desenvolvimento de uma célula de medição de condutividade.

Em termos de circuito elétrico, em primeiro lugar será dada uma visão global da interligação entre todos os blocos e posteriormente será feita uma análise mais detalha para cada um.

O esquemático completo de todo o circuito encontra na secção dos apêndices em B.1.

4.1.1 Blocos de Hardware do Sistema

Os blocos fundamentais, descritos na secção 3.2.2 do capítulo anterior, e as ligações feitas entre si, encontram-se retratadas com maior detalhe na figura 4.1.

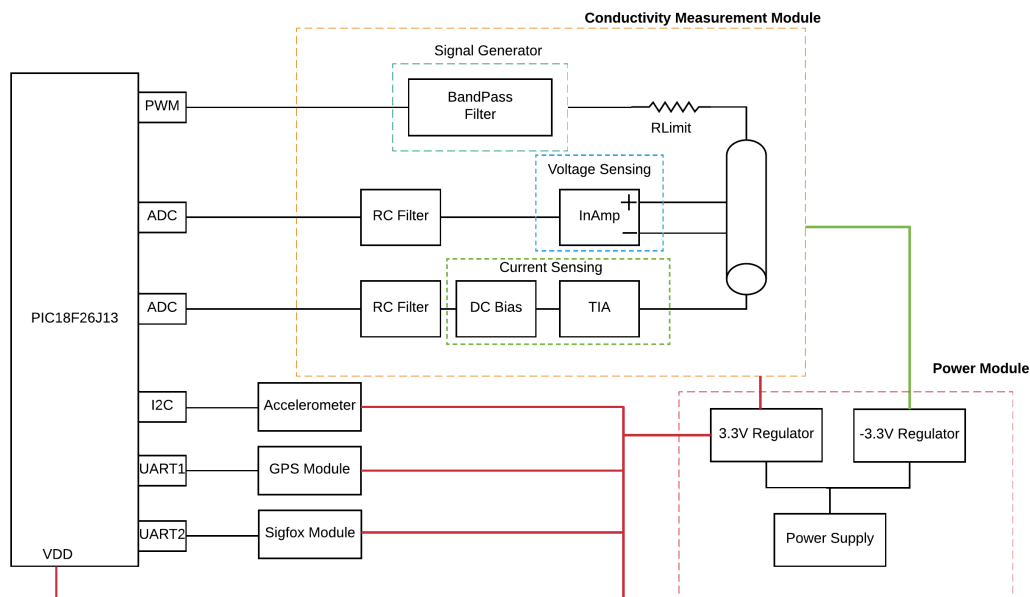


Figura 4.1: Diagrama de blocos do *hardware*

4.1.2 Microcontrolador (μC)

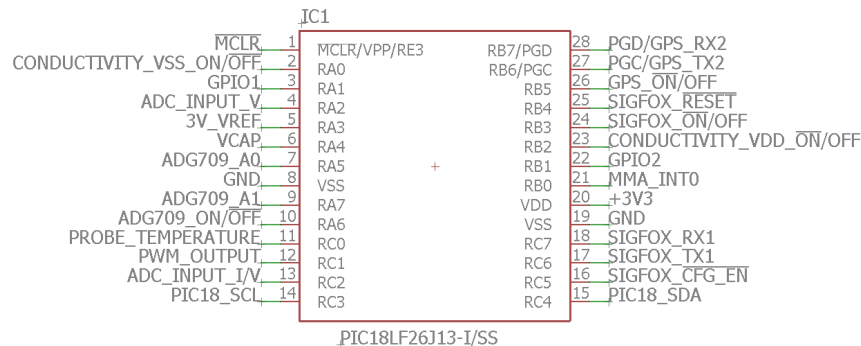


Figura 4.2: PIC18F26J13 e respectivas ligações aos pinos

As tarefas de processamento, comunicação e aquisição de sinal são cumpridas pelo μC PIC18F26J13, do fabricante *Microchip*, e pelos seus periféricos internos.

A família PIC18 pertence ao grupo de μC com arquitetura de 8 bits. Estes μC representam um compromisso entre desempenho e baixa complexidade, o que se traduz na possibilidade de atingir uma solução de baixo consumo e preço, aspeto fundamental em soluções alimentadas a bateria.

Para além das características comuns a todos os PIC18, o modelo PIC18F26J13 foi escolhido em particular por possuir as seguintes características:

- Gama de Alimentação entre 2.15V e 3.6V
- 28 Pinos (19 Pinos Re-mapeáveis)
- Frequência de relógio até 48MHz
- 12 Mips
- Memória para *firmware* de 64KBytes
- ADC de 12 bits com 10 canais
- I2C
- 2 USART
- 8 *Timers*
- Funcionalidade de *PWM*
- Funcionalidade de *WatchDog Timer*
- Modo de ultra baixo consumo (*DeepSleep*)

4.1.3 Medição de Condutividade

A medição da condutividade é feita utilizando o princípio básico descrito em 2.2.2, isto é, medindo a resistência da solução líquida na qual a célula se encontra em contacto e, sabendo o valor da constante geométrica da célula, é possível determinar a condutividade da solução. Para determinar a resistência é aplicado um campo elétrico alternado, usando-se para esse efeito uma fonte de tensão alternada, e medida a corrente que atravessa a solução e a queda de tensão provocada pela resistência.

Depois de excitada a célula, os sinais sinusoidais de tensão e corrente, medidos nos respectivos eletrodos, são acondicionados e amostrados por um conversor analógico-digital (ADC). Depois de amostrados, é calculado o valor eficaz (RMS) de cada sinal e determinada a resistência e de seguida, com o valor de constante da célula (K_{int}), a condutividade.

O bloco de *hardware* responsável por realizar as tarefas de polarização, acondicionamento e amostragem, é designado por *Módulo de Medição de Condutividade Elétrica*. O módulo é composto por quatro sub-blocos de *hardware*, listados de seguida e representados na figura 4.3.

- Gerador do Sinal AC
- Medição de Corrente
- Medição de Tensão
- Aquisição digital dos sinais analógicos de corrente e tensão

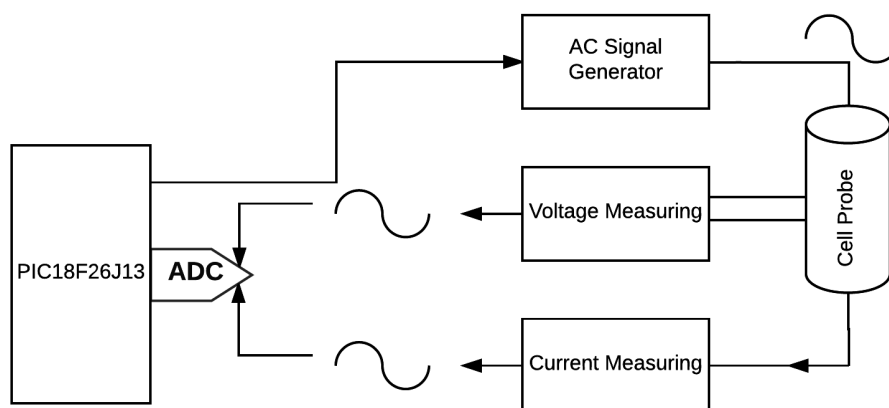


Figura 4.3: Diagrama de blocos do módulo de medição de condutividade

Dimensionamento do Circuito

No sistema proposto para esta dissertação, a gama de temperatura e condutividade da solução líquida e a gama de constantes de célula com o qual o sistema é compatível são os parâmetros que delimitam a resistência a determinar e, consequentemente, a gama de tensão e corrente que o circuito tem de acondicionar e medir. Nesta secção será analisada a dependência da corrente e tensão com os referidos aspetos e determinada a gama de corrente e tensão a medir.

Como discutido em 2.1.5, quando a condutividade de uma solução é analisada, esta encontra-se normalmente, com o seu valor compensado a 25 °C. Por conseguinte, quando são estipuladas as especificações de medição de condutividade de um dado instrumento, como efetuado em 3.1.1, estas referem-se, à semelhança do que é feito nos condutivímetros comerciais, ao valor compensado a 25 °C. Contudo, como explicado em 2.1.3 e 2.1.5, o que é determinado com as medidas de tensão e corrente corresponde ao valor de condutividade específica que, caso a temperatura da solução seja diferente de 25 °C, será distinto do respetivo valor normalizado.

Tendo este facto em conta, conclui-se que a condutividade que o equipamento terá de medir será mais vasta que a gama normalizada especificada, sendo tanto maior quanto mais ampla for a gama de temperatura da solução suportada.

Analizando a equação (2.8), constata-se que a gama de condutividade específica a medir encontra-se delimitada inferiormente pelo valor correspondente ao valor mínimo de condutividade normalizada e temperatura suportados pelo sistema. No extremo oposto, o limite superior é definido pelo valor correspondente aos valores máximos de condutividade normalizada e temperatura suportados pelo sistema. No caso concreto das especificações definidas nesta dissertação, a condutividade específica encontrar-se-á delimitada inferiormente pelo valor de condutividade específica correspondente à condutividade normalizada de 0.1 mS/cm medida numa solução com temperatura de 0 °C, σ_0 . O limite superior é estabelecido pelo valor de condutividade específica correspondente à condutividade normalizada de 60 mS/cm medida numa solução com temperatura de 35 °C, σ_{35} .

Como mostra a figura 4.4, dado que a célula é polarizada com uma fonte de sinal AC, o valor eficaz de corrente pela qual a célula é atravessada, I_c , depende da tensão eficaz da fonte de tensão e da resistência gerada entre o líquido e os elétrodos onde o sinal é aplicado. A resistência, como referido na equação (2.6), depende, por sua vez, da condutividade do líquido e das dimensões geométricas formada pelo par de elétrodos, I_+ e I_- , onde o sinal de polarização é aplicado, e cuja localização corresponde à parte mais externa da célula. A constante que relaciona as dimensões geométricas deste par de elétrodos foi, na secção 2.2.5, denominada por K_{ext} .

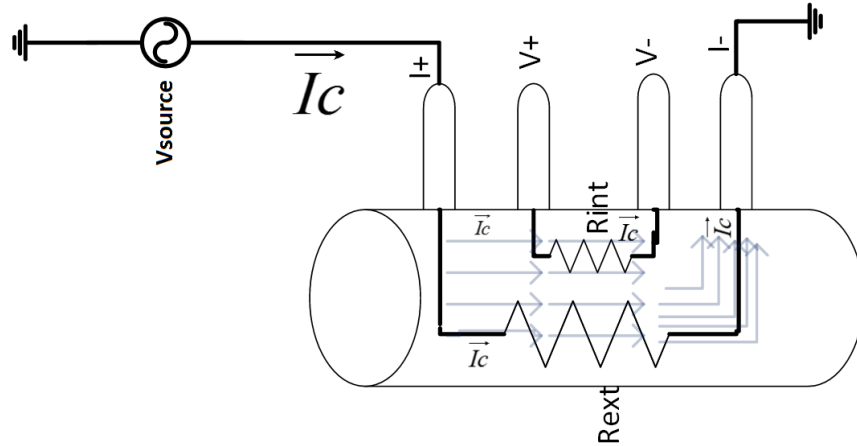


Figura 4.4: Representação gráfica da dependência entre a corrente, resistência e diferença de potencial entre os elétrodos interiores.

Manipulando as relações matemáticas descritas em 2.1.3, obtém-se a equação (4.1) que permite relacionar o valor da resistência, R_{ext} , gerada entre os elétrodos I_+ e I_- , com a sua constante geométrica e a condutividade específica do líquido, σ_e . Posteriormente esta equação é aplicada em (4.2), por forma a relacionar o valor eficaz de I_c com o valor de tensão eficaz da fonte de tensão, V_{source} , e R_{ext} .

$$R_{ext} = \frac{K_{ext}}{\sigma_e} \quad (\Omega) \quad (4.1)$$

$$I_c = \frac{V_{Source}}{R_{ext}} \Leftrightarrow I_c = \frac{V_{Source} \times \sigma_e}{K_{ext}} \quad (A) \quad (4.2)$$

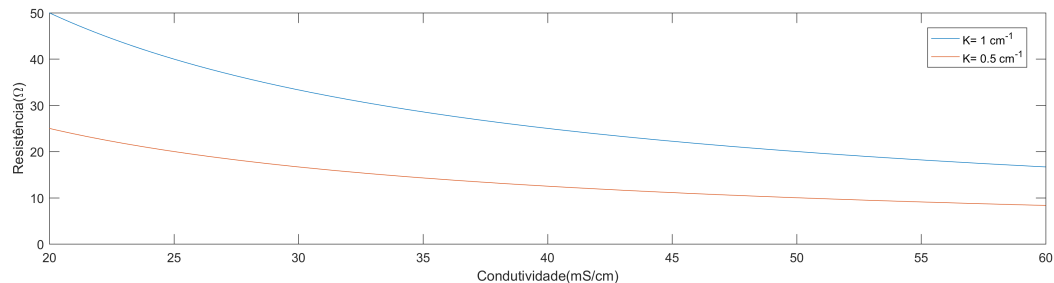
Embora o valor de K_{ext} não seja geralmente referido nas especificações das células comerciais, nesta dissertação assume-se que a constante geométrica K_{ext} tem um valor entre 2 e 3 vezes o valor de K_{int} , como referido em 3.2.3.

Por outro lado, a diferença de potencial entre os elétrodos internos, V_+ e V_- , encontra-se dependente, como mostra a equação (4.4) e figura 4.4, da resistência da solução, produzida entre os referidos elétrodos, e do valor de corrente discutido no parágrafo anterior. Em suma, a diferença de potencial está dependente da condutividade do líquido e das constantes K_{int} e K_{ext} . A relação de resistência, R_{int} , gerada entre os elétrodos V_+ e V_- , cuja constante geométrica é representada por K_{int} , e a condutividade da solução é dada por (4.3). A equação 4.4 relaciona os valores de diferença de potencial, condutividade e corrente.

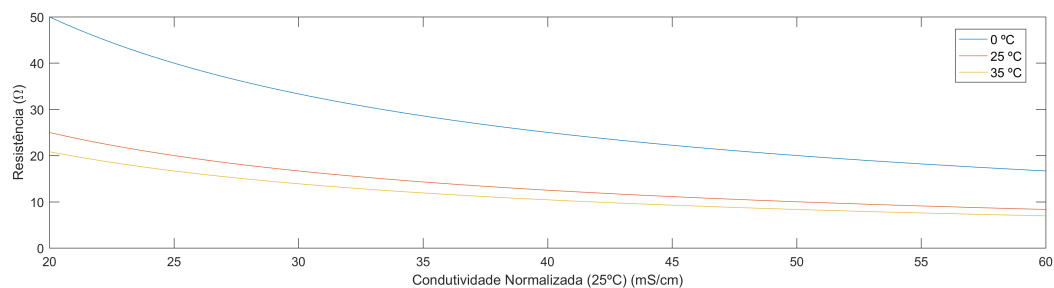
$$R_{int} = \frac{K_{int}}{\sigma_e} \quad (\Omega) \quad (4.3)$$

$$V_c = V_+ - V_- = R_{int} \times I_c \quad (V) \Leftrightarrow V_c = \frac{K_{int}}{\sigma_e} \times I_c \quad (V) \quad (4.4)$$

Para ajudar a compreender a dependência entre a resistência, condutividade, temperatura e constante de célula, foram criados dois gráficos que aplicam as equações (4.3) ou (4.1), e a (2.8).



(a) Relação entre Condutividade, Resistência e Constante de Célula(K)



(b) Relação entre Condutividade Normalizada, Resistência e Temperatura

Figura 4.5: Gráficos de relação entre Condutividade e respectiva Resistência com Temperatura e Constante de Célula

No contexto da gama de correntes a medir, a lei de *Ohm* determina que o valor máximo de corrente que o sistema terá de acondicionar será definido pelo menor valor de R_{ext} que será gerado entre os elétrodos I_+ e I_- . Como é definido pela equação (4.2) e demonstrado pelos gráficos da figura 4.5, este valor será mínimo quando foram efetuadas medições a uma solução que possua o máximo valor de condutividade e temperatura suportados pelo sistema e a célula usada possua o menor valor compatível de K_{ext} . O que quer dizer que, a corrente será máxima no valor de condutividade específica correspondente à condutividade normalizada de 60 mS/cm e temperatura de 35 °C, e uma K_{ext} de 0.9 cm^{-1} .

Por outro lado, a corrente é mínima nos extremos opostos dos parâmetros mencionados anteriormente, mais concretamente, quando a constante K_{ext} tem o valor máximo compatível e a condutividade normalizada e temperatura se encontram nos seus respetivos valores mínimos suportados, isto é, a 0.01 mS/cm e 0 °C, respetivamente,

Para limitar o valor de corrente que seria necessário fornecer à solução, é utilizada uma resistência em série com a célula, resistência designada por R_{Limit} . A resistência escolhida foi de 51 Ω, valor cuja escolha é justificada por forma a garantir que o valor eficaz e pico de corrente de polarização não ultrapassa, como será explicado em 4.1.3, a corrente máxima que o gerador de sinal tem capacidade de fornecer à célula. Deste modo, a corrente máxima

passa a ser definida pela equação (4.5).

$$I_c = \frac{V_{Source}}{R_{ext} + R_{Limit}} \quad (A) \quad (4.5)$$

Substituindo R_{ext} pela equação (4.1), tem-se que a corrente I_c é dada por:

$$I_c = \frac{V_{Source}}{\frac{K_{ext}}{\sigma_e} + R_{Limit}} \quad (A) \quad (4.6)$$

Para além das especificações definidas em 3.1, assume-se, como será justificado em 4.1.3, que a onda sinusoidal que polariza a célula têm um tensão eficaz de 1.220 V .

Para determinar o valor de condutividade específica correspondente ao valor de condutividade normalizada, é usada a equação (2.8) e é escolhido, tendo em conta os coeficientes para a água do mar referidos na tabela 2.2 e [71] e [72], o coeficiente de temperatura de 2.1 %/°C.

Fazendo uso da equação (4.6) tem-se que a corrente mínima e máxima que o circuito terá de medir é:

Corrente Mínima: $I_{c_{pico}} = 9.1\mu A$ — $I_{c_{eficaz}} = 6.4\mu A$

Condições: $K_{ext} = 4.5 \text{ cm}^{-1} (3 \times K_{intMax})$ | $T = 0^\circ C$ | $\sigma = 0.1 \text{ mS/m}$ | $\sigma_e = 0.05 \text{ mS/m}$

Corrente Máxima: $I_{c_{pico}} = 27.20 \text{ mA}$ — $I_{c_{eficaz}} = 19.24 \text{ mA}$

Condições: $K_{ext} = 0.9 \text{ cm}^{-1} (2 \times K_{intMin})$ | $T = 35^\circ C$ | $\sigma = 60 \text{ mS/cm}$ | $\sigma_e = 72.6 \text{ mS/cm}$

Manipulando as equações (4.4), (4.5) e (4.1), obtém-se a equação (4.7), que indica que o valor de tensão será máximo quando for usada uma célula com a constante K_{int} máxima compatível e a respetiva K_{ext} mínima, e quando a condutividade específica for mínima, o que se verifica, como já foi discutido, quando o valor de σ é 0.01 mS/cm e a temperatura da solução é 0 °C.

Por outro lado, o valor mínimo, verifica-se no extremo oposto dos parâmetros anteriormente referenciados, isto é, quando forem usadas células com a mínima K_{int} , e a respetiva K_{ext} máxima suportada, e a condutividade específica for máxima.

$$V_c = V_+ - V_- = \frac{K_{int}}{\sigma_e} \times \frac{V_{Source}}{\frac{K_{ext}}{\sigma_e} + R_{Limit}} \quad (V) \quad (4.7)$$

Tensão Mínima: $V_{c_{pico}} = 0.1537 \text{ V}$ — $V_{c_{eficaz}} = 0.1087 \text{ V}$

Condições: $K_{ext} = 1.35 \text{ cm}^{-1}$ | $K_{int} = 0.45 \text{ cm}^{-1}$ | $T = 35^\circ C$ | $\sigma = 60.0 \text{ mS/cm}$ | $\sigma_e = 72.6 \text{ mS/cm}$

Tensão Máxima: $V_{c_{pico}} = 0.8620 \text{ V}$ — $V_{c_{eficaz}} = 0.6095 \text{ V}$

Condições: $K_{ext} = 3 \text{ cm}^{-1}$ | $K_{int} = 1.5 \text{ cm}^{-1}$ | $T = 0^\circ C$ | $\sigma = 0.1 \text{ mS/cm}$ | $\sigma_e = 0.05 \text{ mS/cm}$

Para a determinação da resolução de corrente e tensão necessária para satisfazer a resolução de condutividade de 0.1 mS/cm, definida em 3.1, foi analisada qual a menor variação de corrente e tensão entre dois valores de condutividade distanciados de 0.1 mS/cm.

Analisando a variação de corrente, a menor variação verifica-se quando ocorre a menor variação entre resistências responsáveis pela variação da corrente de polarização, isto é R_{ext} . Como demonstrado no gráfico 4.5a, verifica-se que variação de resistência é tanto menor quanto menor for o valor de K, K_{ext} neste caso. Por outro lado, gráfico da figura 4.5b demonstra que quanto mais alta for a temperatura a que a solução se encontra, menor será a variação de resistência. Por conseguinte, constata-se a menor variação de corrente acontece entre os valores de condutividade normalizada 59.9 mS/cm e 60.0 mS/cm à temperatura de 35 °C, como descrito em seguida.

Resolução Mínima de Corrente:

Condições: $| K_{ext} = (2 * K_{intmin}) = 0.90 cm^{-1} | T = 35^\circ | \sigma = 60.0 mS/cm \Rightarrow \sigma_{35^\circ} = 72.6$ mS/cm $| \sigma = 59.9 mS/cm \Rightarrow \sigma_{35^\circ} = 72.48$ mS/cm

Utilizando a equação (4.5) e (4.1), tem-se que os valores eficazes de corrente correspondentes a estes dois valores de condutividade específica, 72.60 mS/cm e 72.48 mS/cm e, são:

$$I_{C72.6} = 19.244 mA — I_{C72.48} = 19.238 mA$$

O que corresponde a uma variação mínima de: $\Delta I_{Ceficaz} = 6.28 \mu A$

Para ser possível determinar esta variação de corrente eficaz foi determinado que o bloco de medição de corrente deveria ter pelo menos a resolução de $6 \mu A$.

A resolução da medição de tensão, à semelhança do que foi feito na corrente, foi determinada de acordo com a menor variação dos valores de tensão a medir. Esta verifica-se na situação em que ocorre a menor variação de resistência R_{int} e a corrente de polarização é a mais baixa. Este cenário traduz-se na diferença de tensão entre os dois valores máximos de condutividade específica, que corresponde aos valores de condutividade 59.9 mS/cm e 60.0 mS/cm, nas condições de 0 °C e K_{ext} igual a $4.5 cm^{-1}$.

Resolução Mínima de Tensão:

Condições: $K_{int} = 1.5 cm^{-1} | K_{ext} = (3 * K_{int}) = 4.5 cm^{-1} | T = 0^\circ | \sigma = 60.0 mS/cm \Rightarrow \sigma_{0^\circ} = 28.5$ mS/cm $| \sigma = 59.9 mS/cm \Rightarrow \sigma_{0^\circ} = 28.45$ mS/cm

Utilizando a equação (4.7), tem-se que os valores de tensão correspondentes aos dois valores de condutividade específica, 28.5 mS/cm e 28.45 mS/cm são:

$$V_{28.5} = 307.51 mV — V_{28.45} = 307.38 mV$$

O que corresponde a uma variação mínima de: $\Delta V_{Ceficaz} = 125 \mu V$

Para ser possível determinar no mínimo esta variação de tensão eficaz foi determinado que o bloco de medição de tensão deve ter, pelo menos, a resolução de 100 μV .

Gerador de Sinal de Polarização da Sonda

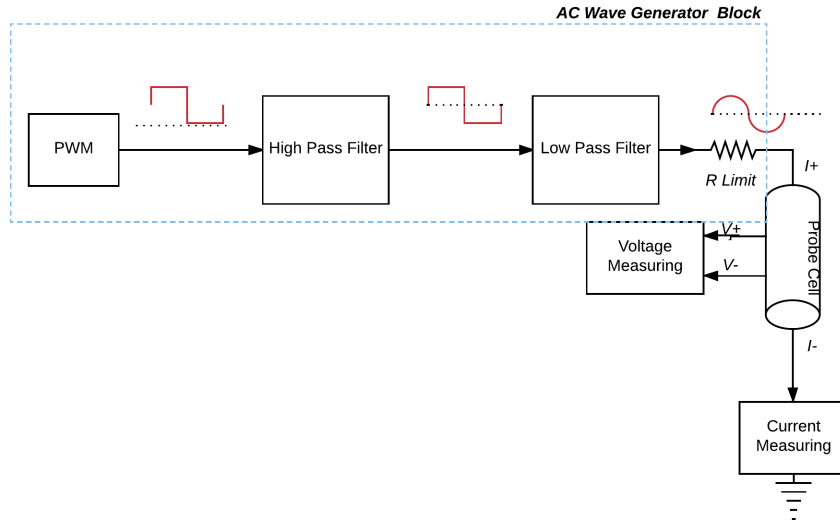


Figura 4.6: Diagrama de blocos do módulo de *hardware* responsável por gerar o sinal de polarização da célula

O bloco de *hardware* responsável por gerar um sinal AC produz um sinal sinusoidal com frequência de 1 kHz e amplitude $3.45V_{pp}$ (4.13). O formato do sinal AC é sinusoidal pelo facto de ter sido observado, ainda na fase de prototipagem, que se a sonda fosse polarizada com uma onda quadrada, as ondas de tensão e corrente resultantes encontravam-se com um nível de distorção demasiado grande para ser possível medir a sua tensão eficaz.

Para este sinal ser gerado, o bloco é composto por dois sub-blocos, o bloco de *Pulse-width Modulation* (PWM), pertencente ao μC , e por um filtro passa banda, cujo propósito passa por remover a componente DC do sinal e filtrar as frequências acima da frequência fundamental do sinal PWM, a fim de ser produzida uma onda sinusoidal como igual frequência. O diagrama de blocos do gerador encontra-se descrito na figura 4.6.

O sinal PWM é gerado com um *duty cycle* de 50%, frequência de 1 kHz e amplitude que varia entre 0 e 3.3V.

Tal como qualquer outro sinal elétrico, o sinal PWM pode ser considerado como o resultado da soma infinita de ondas seno e coseno com diferentes amplitudes e frequências. No caso da onda quadrada ideal, isto é, um sinal PWM com 50 % de *duty cycle*, esta resulta da soma de sinais sinusoidais com frequências ímpares da frequência fundamental, designadas por harmónicos, como demonstrado na série de *Fourier* (4.9) calculada em [73].

A amplitude de cada harmónico é dada por:

$$a_0 = d * V_{pico} \quad (V) \quad (4.8)$$

$$a_n = \frac{2A}{n\pi} \sin(n\pi d) \quad (V) \quad \text{com} \quad (n = 1, 2, 3...) \quad (4.9)$$

em que **A** designa amplitude no sinal, **n** o número do harmónico, **d** o *duty cycle* e a_0 representa a componente DC do sinal.

Para extrair o sinal sinusoidal com frequência fundamental de 1 kHz e atenuar a distorção provocada pelos seus harmónicos é usado um filtro passa baixo, mais concretamente, um filtro de 3^a ordem.

Este filtro pode ainda ser dividido em 2 andares, o primeiro andar consiste num filtro passa baixo passivo e o segundo num filtro passa baixo ativo com a arquitetura *Sallen-Key*. Esta arquitetura, bastante popular no design de filtros ativos, consiste num filtro de 2^a ordem, composto por duas malhas RC em volta de um amplificador com a configuração não inversora e, neste caso, com ganho unitário. Esta arquitetura permite uma impedância de saída do filtro muito baixa e um *roll-off* mais próximo de um filtro ideal.

A ordem do filtro foi escolhida de acordo com um compromisso entre sua complexidade e a distorção harmónica total do sinal. Com um filtro desta ordem, é possível obter uma atenuação de 60 dB por década e uma atenuação de -3dB na primeira harmónica, 3 kHz.

O uso de dois filtros passa baixo, ativo e passivo, destinou-se a obter uma frequência de corte próxima da frequência fundamental do sinal PWM, sendo as suas frequências de corte de 989 e 1000.4 Hz. O esquemático do circuito encontra-se representado na figura 4.7.

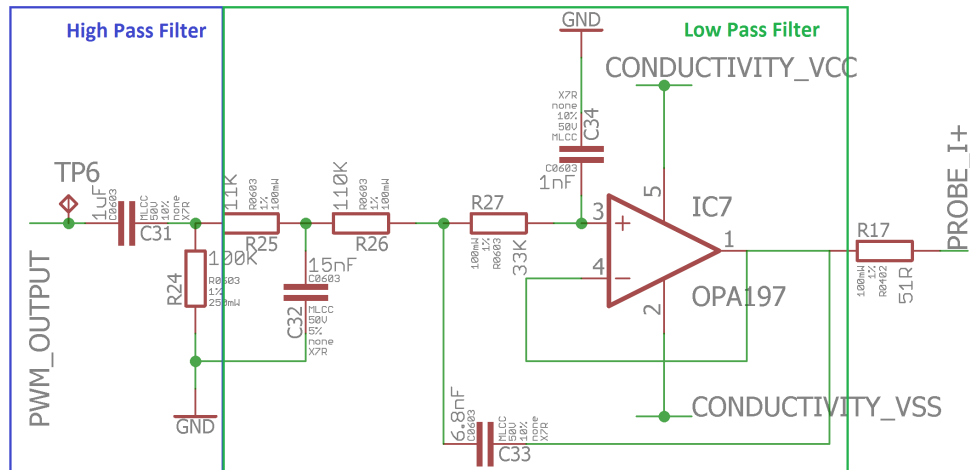


Figura 4.7: Esquemático do filtro Passa Banda

$$F_{C_{LP\text{ Passivo}}} = \frac{1}{2\pi C_{32} R_{25}} = 989.0Hz \quad (4.10)$$

$$F_{C_{LP\text{ ativo}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_{26} C_{33} R_{27} C_{34}}} = 1000.4Hz \quad (4.11)$$

Como referido em 2.2.4 é importante que o sinal utilizado para polarizar a solução tenha a mínima componente DC. Para remover a componente DC, a_0 , é utilizado um filtro passa alto, ficando a onda quadrada centrada em zero.

A frequência de corte do filtro passa alto foi escolhida de forma a estar próxima de 0 Hz. A frequência escolhida foi de 1.6 Hz.

$$F_{c_{HP\,activo}} = \frac{1}{2\pi C_{31} R_{24}} = 1.6Hz \quad (4.12)$$

Fazendo uso da equação (4.9), foram determinadas em B.6 as amplitudes dos harmónicos que compõe o sinal PWM e a respetiva atenuação provocada pelo filtro passa banda. Com esta informação, com recurso à equação 4.13, foi calculado qual o valor esperado de tensão eficaz do sinal sinusoidal, sendo o resultado 1.220V.

$$V_{source} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \sum_{i=i}^x a_n = 1.220V \quad (4.13)$$

O amplificador usado para a filtragem ativa foi o modelo **OPA197**. Este amplificador reúne características fundamentais para esta aplicação, nomeadamente:

- Suporta alimentação bipolar: $\pm 3.3V$
- A capacidade de fornecer a corrente necessária à célula de medição de condutividade (Validado em B.7).
- Baixo *Offset*: $\pm 250\mu V$
- Elevado *Slew Rate*: $20V/\mu S$
- Elevado *Gain Bandwidth Product*(GBW): 10 MHz
- Saída *Rail to Rail*
- Baixa corrente de polarização : 50pA
- Baixo consumo energético : $910\mu A$

Medição da Corrente

A abordagem para concretizar a medição de corrente usada nesta dissertação é a configuração denominada de *Transimpedance amplifier circuit* (TIA), também conhecida por conversor corrente-tensão. Esta técnica permite a medição corrente elétrica através da conversão desta em tensão, usando uma resistência para esse fim. A conversão é feita simplesmente aplicando a lei de *Ohm*, que permite determinar a corrente que atravessa uma resistência, sabendo o valor da resistência, esta vulgarmente conhecida por resistência de *shunt*, e a diferença de potencial entre os seus terminais.

A figura 4.8 representa o circuito TIA e mostra que este circuito é simplesmente composto por uma resistência de *shunt* na malha de *feedback* negativo do amplificador e a ligação da entrada não inversora à massa.

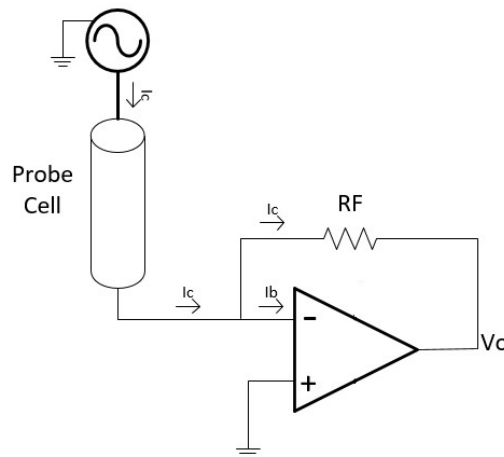


Figura 4.8: Diagrama de blocos do módulo de medição de condutividade

Esta configuração permite reduzir o impacto da resistência de *shunt*, que em circunstâncias ideais seria zero, devido à massa virtual criada no nó ligado à entrada inversora do OpAmp. Dada a alta impedância de entrada do Opamp, a corrente proveniente da célula, representada por I_c , é conduzida, na sua grande maioria, pela resistência, sendo apenas subtraída uma pequena parte, representada por I_b , para a polarização do amplificador. Por conseguinte, é importante que a corrente de I_b seja de magnitude muito inferior a I_c , por forma a se tornar desprezável.

Considerando I_b desprezável, a relação entre a corrente que chega ao nó de *feedback* do OpAmp e a sua tensão de saída é dada pela equação (4.14).

Outro aspeto fundamental nesta tipologia, é que para garantir o correto funcionamento do circuito, é necessário assegurar valores de corrente envolvidos sejam inferiores ao limite máximo de corrente que o amplificador consegue fornecer e absorver.

$$V_o = I_c \times R_f \quad (V) \quad (4.14)$$

O OpAmp usado para desempenhar este papel é o **OPA197**, pelas mesmas características mencionadas em 4.1.3, mas principalmente por possuir uma muito baixa corrente de polarização, minimizando assim o erro que irá introduzir aquando a medição da corrente de polarização.

Como referido na equação (4.14), o ganho do amplificador é apenas dependente da resistência. Dada a larga gama de correntes a medir, devido à dependência da corrente ao valor da constante K_{ext} e da condutividade da solução que se encontra em medição, é necessário que o ganho seja variável e se ajuste de forma automática, de forma a maximizar o uso da gama da ADC e garantir que se enquadra com os requisitos de resolução.

Como uma solução utilizando, na malha de *feedback*, um potenciômetro digital ou um *switch*, ligado a diferentes resistências de ganho, traria impedâncias parasitas que iriam afetar o ganho, foi seguida uma implementação sugerida em [74].

Nesta solução são utilizados dois *switches* para cada resistência de *feedback*, um entre a saída do OpAmp e a malha de *feedback* e outro entre a malha de *feedback* e saída do andar, como exemplificado na figura 4.9a, em que o ganho pode ser alternado entre RF_1 e RF_2 . stências R_{on11} ou R_{on21} deixam de ter influência no ganho pois a tensão no nó V_o é apenas dependente de RF_x . Por outro lado embora as resistência R_{on12} ou R_{on22} sejam colocadas em série com a resistência de saída no andar, é expectável que a sua influência seja insignificante devido à alta impedância do andar seguinte.

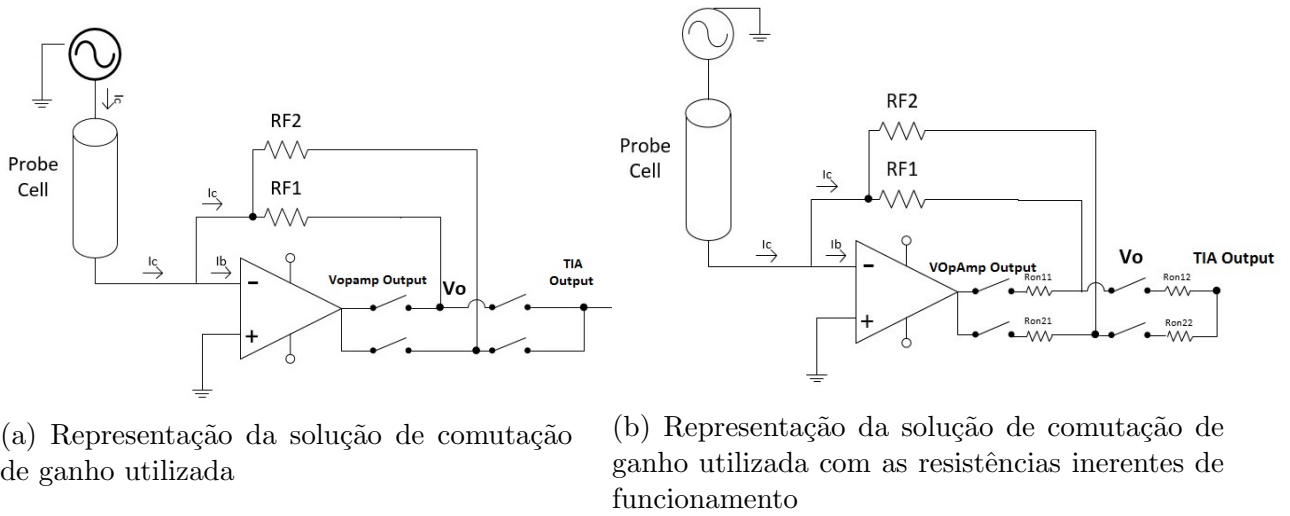


Figura 4.9: Representação do bloco de *hardware* de comutação de resistência de ganho

Para desempenhar este papel foi escolhido o modelo **ADG709**, que corresponde mais concretamente a um duplo *multiplexer* 4 para 1, representado na figura 4.10a, e foi escolhido por reunir as seguintes características:

- Suporta alimentação bipolar $\pm 3.3V$
- Dois *multiplexers* 4-1, o que possibilita a comutação entre 4 resistências, isto é, 4 ganhos diferentes
- A comutação entre *multiplexers* está interligada, o que possibilita a comutação de 8 *switches* com apenas 2 entradas.
- Baixo consumo energético $1\mu A$ (máx.)

Como mostrado na figura 4.10 os pares de S1, S2, S3, S4 encontram-se, cada um, conectados a uma resistência comum, representando assim o nó V_o da figura 4.9. Os pinos DA e DB, encontram-se ligados ao nó *TIAOutput* e *OpAmpOutput*, respetivamente. A saída do andar tem o nome de *TIA Output*.

Os pinos EN , A_0 e A_1 dizem respeito às entradas digitais do módulo e por isso encontram-se ligados diretamente às saídas do μC . Mais concretamente, o pino EN diz respeito à ativação do *multiplexer* e os pinos A_0 e A_1 aos pinos de seleção da resistência.

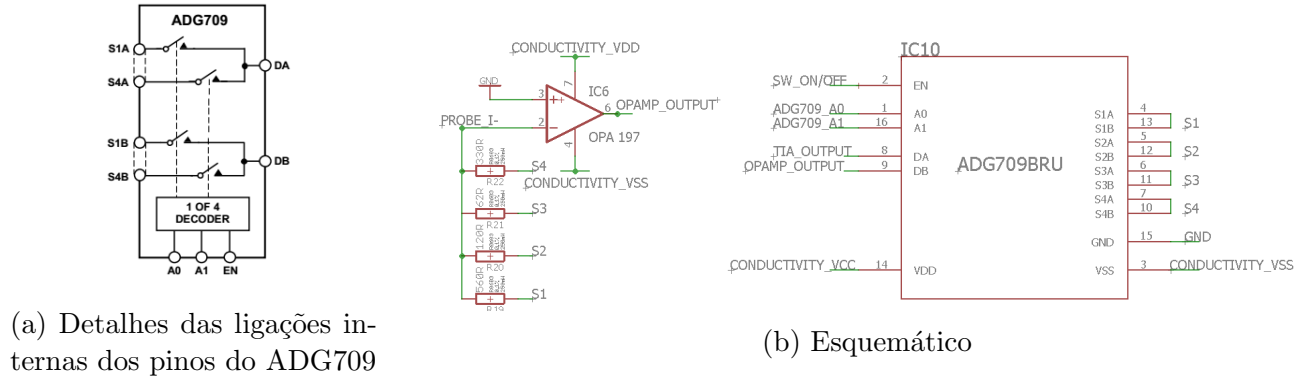


Figura 4.10: Representação do esquemático com a configuração TIA e o comutador de ganho ADG709

Dada a dependência entre a capacidade do OpAmp fornecer corrente e a sua tensão de saída, descrita nos gráficos da figura B.10, é necessário garantir que os valores de ganho escolhidos produzem, para as várias gamas de valores de corrente, um valor de tensão na saída do OpAmp que não limite a sua capacidade de fornecer a corrente exigida pela carga, composta pela célula e R_{limit} e cujo valor eficaz foi definido em 4.1.3 por 19.24 mA. No entanto, para acautelar eventuais discrepâncias entre o valor esperado medir de corrente e o prático, a gama de corrente tem como máximo 20.5 mA.

A gama de corrente foi dividida em 4 sub-gamas e foram escolhidos os valores de ganho de forma a que satisfizessem a resolução de corrente definida em 4.1.3 e ao mesmo tempo maximizassem a gama da ADC. O resultado são 4 resistências, cujo valor corresponde ao valor de ganho em tensão. As resistências tem uma tolerância de 0.1%, o que se traduz num erro de ganho máximo de igual percentagem.

$$G1 = R_{19} = 560 \pm 0.560\Omega$$

$$G2 = R_{20} = 120 \pm 0.120\Omega$$

$$G3 = R_{21} = 60.4 \pm 0.064\Omega$$

$$G4 = R_{22} = 330 \pm 0.330\Omega$$

Tendo em conta que o sinal depois do andar TIA é dividido por dois, então para obter uma resolução de corrente eficaz, δ_I , de 6 μA (4.1.3), o sistema necessita para cada ganho de uma resolução de tensão eficaz, δ_G , de :

$$\delta V_{G1} = \delta_I \times R_{19} = \frac{6\mu \times 560}{2} = 1.68mV$$

$$\delta V_{G2} = \delta_I \times R_{20} = \frac{6\mu \times 330}{2} = 0.99mV$$

$$\delta V_{G3} = \delta_I \times R_{21} = \frac{6\mu \times 120}{2} = 0.36mV$$

$$\delta V_{G4} = \delta_I \times R_{22} = \frac{6\mu \times 60.4}{2} = 0.18mV$$

Tendo por isso o sistema de garantir uma resolução de $180 \mu V$ para, consequentemente, ter uma resolução de $6 \mu A$.

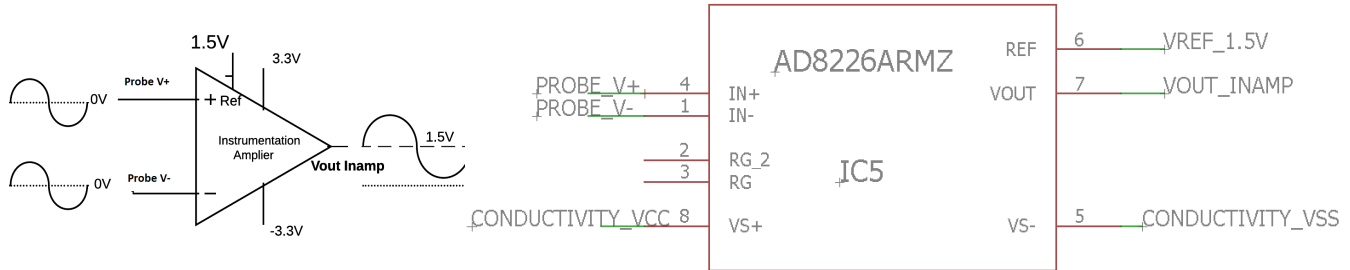
A correspondência definida entre o ganho, gama de corrente e respetiva gama de tensão, encontra-se listada na tabela 4.1.

Gama de Corrente (mA)		Ganho	Gama de Tensão (V)	
<i>Pico</i>	<i>Eficaz</i>		<i>Pico</i>	<i>Eficaz</i>
0 - 2.82	0 - 2	560	0 - 1.58	0 - 1.122
2.821 - 8.49	2 - 6	330	0.933 - 2.68	0.662 - 1.98
9.901 - 19.80	6 - 14	120	1.19 - 2.376	0.720 - 1.68
19.801 - 28.99	14 - 20.5	60.4	1.12 - 1.751	0.845 - 1.238

Tabela 4.1: Tabela com as gamas de corrente e respetivo ganho/resistência utilizados para conversão da corrente em tensão

Medição da Tensão

A medição da diferença de potencial entre os elétrodos de tensão da célula, é feita utilizando um amplificador de instrumentação (InAmp). O InAmp é um tipo de amplificador diferencial que amplifica a diferença entre os sinais colocados nas suas entradas, possuindo simultaneamente grande impedância de entrada e rejeição de componentes comuns aos dois sinais.



(a) Representação do funcionamento do InAmp

(b) Representação do esquema do Inamp AD8226 e respetivas ligações

Figura 4.11: Representação do bloco de *hardware* responsável pela medição da diferença de potencia gerada nos elétrodos interiores do sensor

O sinal à saída do InAmp é dado pela equação (4.15)

$$Vout_{InAmp} = (In_+ - In_-) * G + V_{ref} \quad (V) \quad (4.15)$$

O ganho pretendido é 1 e V_{ref} , usado para acondicionamento do sinal e discutido em 4.1.4, tem o valor de $1.5V$. Por conseguinte $Vout_{InAmp}$ é dado por:

$$V_{out_{InAmp}} = (Probe V_+ - Probe V_-) + 1.5 \quad (V) \quad (4.16)$$

Como pode ser verificado na figura 4.11a, os elétrodos interiores da célula, aqui designados por *Probe V₊* e *Probe V₋*, estão diretamente ligados às entradas diferenciais, *IN₊* e *IN₋*, do InAmp. Os pinos *RG* e *RG 2* são os pinos referentes ao ganho do amplificador e como é desejado que o ganho seja unitário, estes pinos ficam em aberto.

O InAmp **AD8226** foi escolhido por reunir importantes características, listadas em baixo, sendo a destacar, o seu baixo *offset*, a excursão de sinal *Rail to Rail* e o baixo erro de ganho unitário.

Outro aspeto fundamental é a corrente de polarização do amplificador. A importância deste advém do facto da medição de corrente, descrita em 4.1.3, ser feita em *low-side* e, por conseguinte, é necessário que a corrente de polarização do amplificador seja de uma ordem de grandeza significativamente inferior à ordem de grandeza das correntes que são esperadas medir, para que estas não afetem as medições.

As principais características que o Inamp AD8226 contempla são as seguintes :

- Gama de alimentação de $\pm 1.3V$ a $\pm 18V$
- CMRR de aproximadamente 90 db para sinais de 1 kHz (G=1)
- Gain Bandwith Product 1.5 MHz (G=1)
- Erro de Ganho Unitário 0.015 %
- Boa capacidade de excursão : $V_{out+} = +V_s - 0.2$ e $V_{out-} = -V_s + 0.2$
- Baixo Offset : 700 μV a 25 °C
- Baixa Corrente de Polarização : 27 nA (Max)
- Impedância de Entrada : 0.8 G Ω
- Baixo consumo energético : 450 μA (Max)

4.1.4 ADC- *Analog to Digital Conversion*

O periférico ADC incluído no μC é do tipo *Sucessive Approximation ADC* (SAR), tem 10 canais de entrada e pode realizar a conversão analógico-digital com uma resolução de 10 ou 12 bits. Com uma tensão de referência de 3V, a resolução da ADC é de 2.92mV e 0.73mV, para 10 e 12 bits respetivamente. A resolução escolhida foi de 12 bits.

Para que a ADC cumpra as especificações definidas pelo fabricante (B.5), existem requisitos mínimos que têm de ser cumpridos. Nomeadamente, o tempo de aquisição (T_{ac}) mínimo. Este período para além de restringido pelos requisitos temporais mínimos definidos em B.6, também é dependente da impedância de saída da fonte de sinal, cujo valor máximo é de 1 k Ω (B.5).

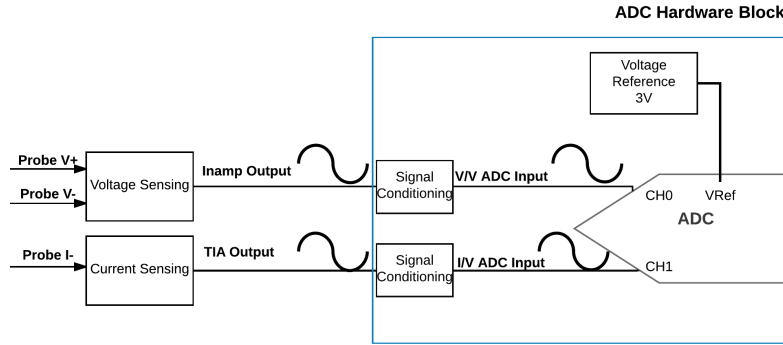


Figura 4.12: Diagrama de blocos do *hardware* de interação com a ADC

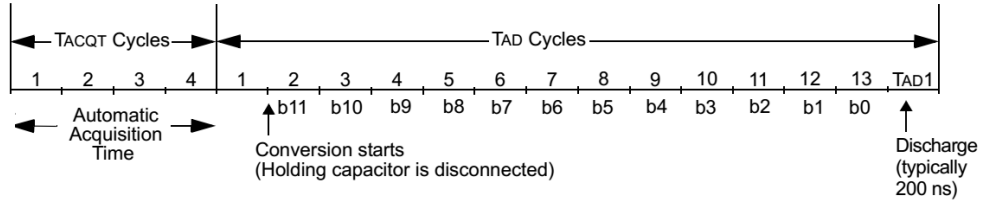


Figura 4.13: Exemplo de processo de amostragem da ADC configurada com 4 ciclos de aquisição (Adaptado de [75])

O período do processo de amostragem da ADC, $T_{sampling}$, exemplificado na figura 4.13, é composto por um período de aquisição (T_{ac}), conversão (T_{conv}) e finalmente o período de espera entre amostras (T_{wait}). O mínimo período $T_{sampling}$ com o qual a ADC pode ser configurada determina a sua frequência de amostragem máxima.

$$T_{sampling} = T_{ac} + T_{conv} + T_{wait} \quad (s) \quad (4.17)$$

O período de aquisição, ao contrário dos outros dois, encontra-se dependente de fatores variáveis, tais como, o valor de impedância da fonte de sinal e a temperatura. Considerando o pior caso, isto é, a fonte possuir de sinal possuir impedância de $1 \text{ k}\Omega$ e a temperatura ser 45°C , os cálculos realizados em B.2.3 demonstram que o tempo aquisição (T_{ac}) deve ser no mínimo de $1.6 \mu\text{s}$.

Como é possível aferir da figura 4.13, a duração de cada processo é dependente do número e do período de cada ciclo de relógio da ADC, designado por T_{AD} . O valor de T_{AD} configurável mais próximo do seu valor mínimo, estipulado em B.6 por $0.8 \mu\text{s}$, é $1 \mu\text{s}$. Com este T_{AD} configurado, o período T_{conv} configurável mais próximo de satisfazer o tempo mínimo de $1.6 \mu\text{s}$ é de $2T_{AD}$, ou seja, $2 \mu\text{s}$. Tendo em conta que o fabricante define um tempo de espera entre amostragens de $2T_{AD}$ e que a conversão de 12 bits leva $14T_{AD}$ a ser concluída, então o tempo total de uma amostragem é dado pela equação (4.18).

$$T_{amostragem} = 4T_{AD} + 14T_{AD} + 2T_{AD} = 2\mu S + 14\mu S + 2\mu S = 18\mu s \quad (4.18)$$

Este período de amostragem traduz-se numa frequência de amostragem máxima de 55 kHz. Esta frequência será a escolhida, pois permite obter uma melhor compreensão da onda, diminuindo assim o erro de determinação do seu valor de tensão eficaz.

A ADC possui ainda um mecanismo de auto-calibração com o propósito de eliminar o erro de *offset* desta.

Tensão de Referência

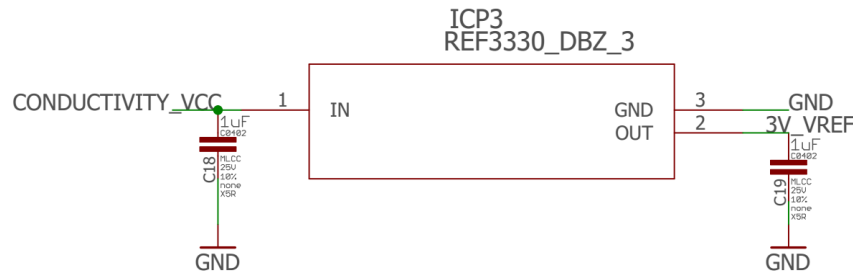


Figura 4.14: Circuito de tensão referência de 3V utilizado pela ADC

Para comparação com o sinal analógico lido pela ADC, é necessário utilizar uma fonte de tensão de referência, cuja proveniência pode ser interna ou externa.

Para garantir uma maior exatidão, foi utilizada uma tensão de referência externa, cuja referência é de 3 Volts. A tensão de referência, figura 4.14, é gerada utilizando o C.I REF3330 e dois condensadores de *bypass* para filtrar as componentes de ruído com altas frequências.

O modelo **REF3330** é do tipo *Low Drop* e foi escolhido pelas seguintes características:

- Baixo Consumo : $3.9\mu A$
- Baixa variação de tensão com variação de temperatura : $9 \text{ ppm}/^\circ C$ (Valor Típico)
- Precisão alta : $\pm 0.05 \%$
- Gama de Alimentação entre 2.15V e 3.6V
- Baixo Custo : 0.92 € (para 250 uni.)

O erro máximo deste sinal de referência, calculado em B.10.1, é de 3mV.

$$V_{Ref3V} = 3.0 \pm 0.003 \text{ V} \quad (4.19)$$

Acondicionamento de Sinal

O bloco de acondicionamento de sinal é tipicamente composto por dois andares, o amplificador de *driving* e o filtro RC. O primeiro desempenha dois propósitos, diminuir a impedância da fonte de sinal, minimizando assim o efeito de carga, e coloca o sinal proveniente da fonte dentro da gama de medição da ADC. O filtro RC limita a largura de banda do ruído e ajuda atenuar o *kick* gerado quando o circuito *sample and hold* se conecta à entrada da ADC.

Para colocar o sinal dentro gama de medição da ADC, entre 0 e 3V, o sinal AC é centrado na tensão de referência de 1.5V, gerada a partir da fonte de tensão de referência de 3V. Para o processo de filtragem e atenuação do *kick* é usando um filtro passa baixo passivo de 1ª ordem.

Acondicionamento de Sinal: Sinal de Tensão

À exceção da filtragem, todas as tarefas de acondicionamento do sinal de tensão são feitas no próprio InAmp. Tal é possível, pois este possui baixa impedância de saída e permite referenciar o sinal de saída no próprio integrado, através do pino V_{ref} .

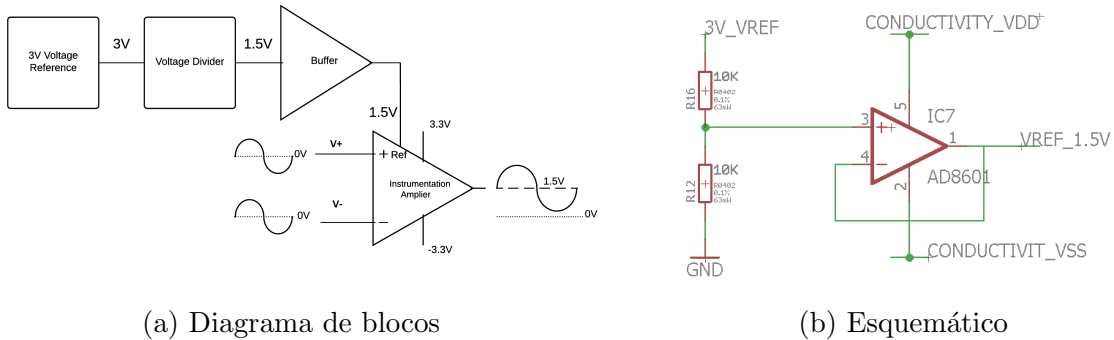


Figura 4.15: Produção de tensão DC de 1.5V para polarização do sinal AC V/V

A tensão de 1.5V é gerada usando um divisor de tensão composto por duas resistências de valor igual, 10 kΩ, com uma tolerância de 0.1%. O erro máximo desta tensão referência, calculado em B.10.1, é de 3 mV.

$$V_{Ref1.5V} = V_{Ref3V} \times \frac{R2}{R1 + R2} = 1.5 \pm 0.003 \quad V \quad (4.20)$$

No *datasheet* do InAmp é recomendado que a impedância da tensão de referência, ligada ao pino V_{ref} , seja inferior a 2 Ω (B.3). Para garantir esse requisito, é usado um *buffer*, o OpAmp **AD8601**, caracterizado fundamentalmente pela sua baixa impedância de saída (B.8) e baixa tensão de *offset* (500 uV).

Acondicionamento de Sinal: Sinal I/V

Para o acondicionamento do sinal de *Current Sensing*, ao contrário do *Sinal de Tensão*, é utilizado um andar com um amplificador dedicado para o efeito. Este bloco, na figura 4.16, é responsável por centrar o sinal proveniente do andar anterior, $V_{TIAOutput}$, em 1.5V. Isto é concretizado usando um divisor de tensão e um amplificador como *buffer* entre a ADC e o divisor. Desta forma o sinal é centrado em 1.5V utilizando duas resistências, R_{13} e R_{14} , de igual valor e a tensão de referência de 3V. O sinal de saída deste andar é denominado por $V_{I/V Bias}$

$$V_{I/V Bias} = V_{TIAOutput} \times \frac{R_{13}}{R_{13} + R_{14}} + V_{Ref3V} \times \frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}} \quad (V) \quad (4.21)$$

Dado que R_{13} e R_{14} tem o mesmo valor, então $V_{I/V Bias}$ é dado por:

$$V_{I/V Bias} = \frac{V_{TIAOutput}}{2} + \frac{V_{Ref3V}}{2} = \frac{V_{TIAOutput}}{2} + 1.5 \quad V \quad (4.22)$$

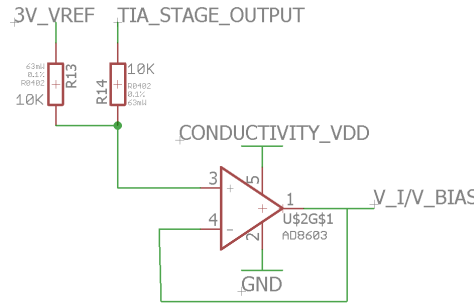


Figura 4.16: Esquemático do bloco de acondicionamento de sinal I/V

O amplificador escolhido foi o modelo **AD8603** pelas seguintes características:

- Impedância próxima de zero (B.9)
- Baixo *offset* ($50\mu V$),
- *Gain Bandwidth Product* (400kHz) muito superior à frequência do sinal
- Baixa tensão de *offset* (50uV)
- Gama de Alimentação entre 2.15V e 3.6V
- Baixo consumo energético ($50 \mu A$)

Acondicionamento de Sinal: Filtro RC

O circuito RC, representado na figura 4.17, tem o propósito de atenuar o efeito de *kick* que ocorre quando o circuito *Sample and Hold* da ADC termina a conversão e se liga ao pino de entrada. As características deste filtro são determinadas seguindo a *Application Note, Front-End Amplifier and RC Filter Design for a Precision SAR Analog-to-Digital Converter* ([76]), na qual é sugerida a metodologia para o cálculo da constante de tempo (τ) do filtro. O resultado, calculado em B.2.4, é um filtro com uma constante de tempo (τ), no mínimo, igual a 285ns, o que é equivalente a um filtro composto por um condensador de $2.2\eta F$ e uma resistência que deve ter no mínimo $129.5\ \Omega$.

$$\tau = RC \iff R = \frac{285ns}{2.2nF} \iff R = 129.5\Omega \quad (4.23)$$

O valor de resistência utilizado foi $360 \pm 1\% \ \Omega$ e a capacidade de condensador foi $2.2 \pm 10\% \ \eta F$, o que resulta num τ de $1.2 \pm 0.1\mu s$ (B.7).

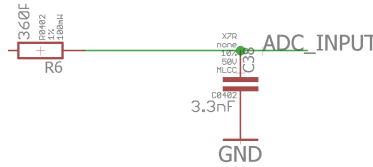
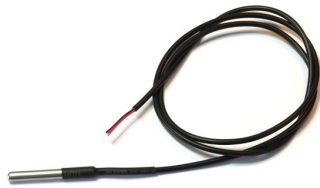
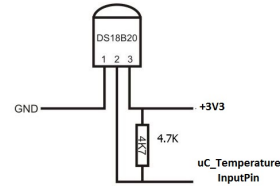


Figura 4.17: Filtro RC

Termómetro



(a) Sensor DS18B20



(b) Circuito para comunicação e alimentação do sensor DS18B20

Figura 4.18: Representação do sensor de temperatura e respetivas ligações

O sensor de temperatura escolhido foi o sensor **DS18B20**, representado na figura 4.18a. O sensor responde às características fundamentais para este tipo de aplicação, nomeadamente, o facto de ser à prova de água, funcionar na gama de temperaturas especificadas nos requisitos do dispositivo 3.1 e possuir uma exatidão de $0.5\ ^\circ C$.

Este sensor utiliza o protocolo *1-wire* e por conseguinte é necessário apenas uma porta do μC para efetuar a comunicação. Do ponto de vista de *hardware*, como é visível na figura

4.18b, é usada uma resistência de *pull-up* com o valor $4.7k\Omega$, valor este recomendado no *datasheet* do fabricante.

As principais características deste sensor são:

- Gama de alimentação de 3V a 5V
- Exactidão de $\pm 0.5\text{ }^{\circ}\text{C}$ entre $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ + $85\text{ }^{\circ}\text{C}$
- Resolução de 1 a $0.0625\text{ }^{\circ}\text{C}$
- Consumo no estado activo - 1mA

4.1.5 Alimentação

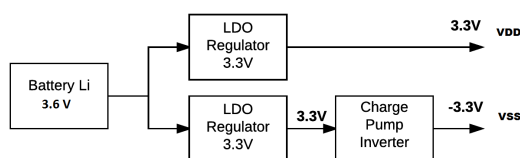
Dado que o trabalho realizado nesta dissertação foi feito no âmbito do desenvolvimento de um protótipo, todos os testes de campo do circuito efetuados foram concretizados com uma alimentação de uma bateria recarregável. Todavia, este sistema foi pensado para usar uma bateria não recarregável de Lítio com uma capacidade de 2700 mAH e uma tensão nominal de 3.6V. A bateria selecionada foi o modelo *ER14505P* do fabricante EVE e foi escolhida pelas seguintes características:

- Tensão Nominal 3.6V
- Capacidade Nominal de 2700 mAH
- Fornecimento contínuo recomendado de 40mA
- Fornecimento instantâneo até 150 mA
- Temperatura de funcionamento de $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$
- Baixo Preço - 4.45 €(1250 Unid.) [77]

Esta alimentação é posteriormente regulada e invertida de forma a alimentar o bloco de medição da condutividade com uma alimentação bipolar de $\pm 3.3\text{V}$.



(a)



(b) Circuito

Figura 4.19: Bateria e diagrama de blocos do *hardware* responsável por regular a alimentação do circuito

VDD

A alimentação positiva de 3.3V é gerada utilizando o regulador DC-DC *low-drop* **MCP1700T**. Este regulador tem como principais pontos fortes o seu baixo consumo, uma gama de funcionamento com tensões de entrada típicas de dispositivos alimentados a bateria de Lítio, um capacidade de fornecer uma grande quantidade de corrente com baixa tensão de *dropout*.

- Regulação para 3.3V
- Baixa tensão de *dropout* - 100mV (com $I_{out}=100\text{mA}$)
- Baixo consumo energético - 1.6 μA
- Corrente Máxima - até 250 mA

O esquema elétrico implementado foi o circuito típico sugerido no *datasheet* do regulador. Neste circuito é sugerido a introdução, na entrada e na saída, de dois condensadores para garantir a estabilidade e menor ruído do sinal de alimentação não regulada e regulado.

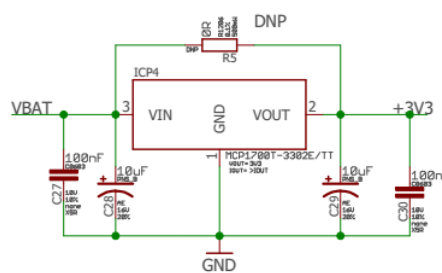


Figura 4.20: Esquemático elétrico do regulador MCP1700T

VSS

Dado que o bloco de *hardware* encarregue da medição de condutividade lida com sinais bi-polares, é necessário que este também tenha uma alimentação do mesmo tipo. Por conseguinte, foi criado um sinal de tensão simétrica, de -3.3V, designada por *Conductivity VSS*. Esta tensão é gerada utilizando um inversor DC-DC, o **LM2776**, que utiliza a tecnologia *charge-pump* e permite inverter a tensão de entrada através da carga de um condensador, designado por condensador de carga, e a troca da sua polarização a grandes frequências utilizando um oscilador e interruptores.

Para isolar o ruído gerado pela comutação a altas frequências e impedir a sua propagação para alimentação positiva, usada para produzir a tensão simétrica, foi utilizando um regulador dedicado a fornecer a tensão a inverter.

- Gama de alimentação de 2.7V a 5.5V

- Baixo consumo energético - 100 μA
- Eficiência energética de 90 %
- Grande capacidade de corrente- até 200mA.
- Frequência de Switching 2MHz

O circuito da figura 4.21 é o circuito utilizado e sugerido no *datasheet* do fabricante, sendo necessário, para o seu correto funcionamento, 3 condensadores.

O condensador C_{20} tem o papel de bateria de carga que auxilia na rápida transferência de carga para o condensador de comutação, impedindo assim que haja uma queda de tensão quando este se liga à entrada. Por outro lado, à semelhança do C_{21} filtra o ruído da alimentação. Para estes condensadores é sugerida uma capacidade 1 μF e do tipo cerâmico, devido à sua baixa ESR. O condensador C_{22} , é o responsável pela transferência de carga da entrada para a saída e, por conseguinte, tem um forte impacto na capacidade de fornecimento de corrente e no *ripple* do sinal de saída. Dado que este condensador se encontra sujeito inversões de polarização, este deve ser do tipo cerâmico e, de acordo com o fabricante, deve ter uma capacidade de 0.47 μF ou 1 μF .

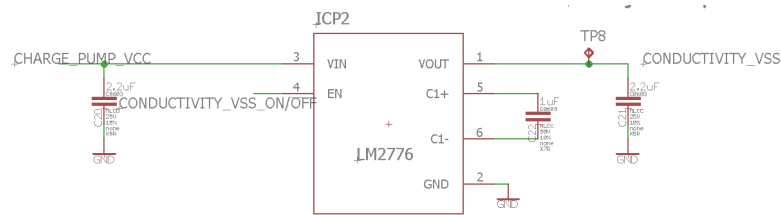


Figura 4.21: Circuito elétrico de criação da tensão de alimentação -3V3 com o LM2776

Interruptor de Alimentação

Para aumentar a eficiência e autonomia energética, foi desenhado para cada módulo de *hardware*, à exceção do acelerómetro e μC , um mecanismo que funciona como interruptor de alimentação controlado pelo μC , evitando assim que os blocos estejam desnecessariamente ligados e a consumir energia.

Este mecanismo baseia-se no princípio de funcionamento do MOSFET como interruptor, fazendo uso das suas regiões de funcionamento, **Corte** e **Saturação**, nas quais o MOSFET se comporta, respetivamente, como circuito em aberto e como curto circuito.

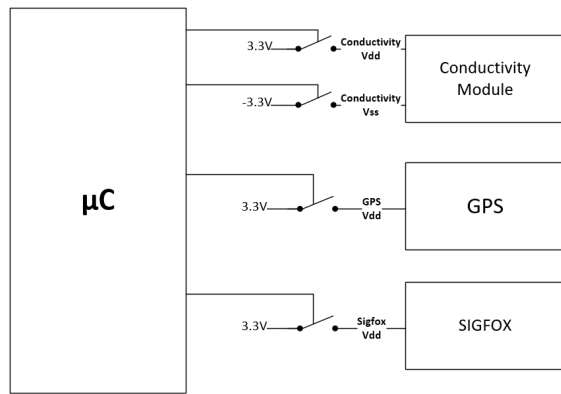
As condições das duas regiões em MOSFETs tipo P são:

$$\begin{aligned} \text{Corte: } V_{sg} &< |V_{th}| \quad (V) \\ \text{Saturação : } V_{sg} &> |V_{th}| \text{ e } V_{sd} < V_{sg} - |V_{th}| \quad (V) \end{aligned}$$

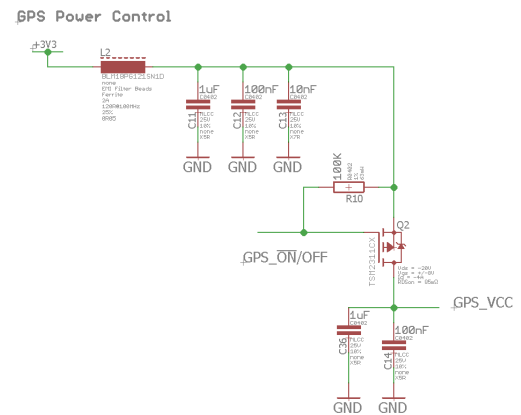
O circuito presente na figura 4.22b, representa o interruptor para o módulo de GPS e é igual aos interruptores dos outros blocos. O MOSFET é do tipo P e, portanto, a alimentação do bloco de *hardware* é ativada quando o sinal proveniente do μC , $\overline{GPS_ON/OFF}$ no exemplo, é 0 V e desativada quando o sinal é 3.3V.

O transistor escolhido foi o modelo **TSM2311CX**, por satisfazer a condição de tensão $|V_{th}|$ igual a 1.4V, significativamente inferior ao V_{sg} de 3.3V e, ao mesmo tempo, permitir nesse valor de tensão a passagem de aproximadamente 1.6A (B.11), capacidade que ultrapassa largamente as necessidades estimadas em 4.1.3.

A resistência de *pull-up* R_{10} tem o propósito manter na *Gate* a tensão de 3.3V quando o pino μC se encontra num estado flutuante. Os condensadores e o indutor são usados com a finalidade de filtrar o ruído que possa existir e manter a alimentação estável.



(a) Diagrama de blocos dos vários interruptores



(b) Circuito elétrico usado, como exemplo particular, no controle da alimentação do GPS

Figura 4.22: Representação dos blocos de interruptor de alimentação

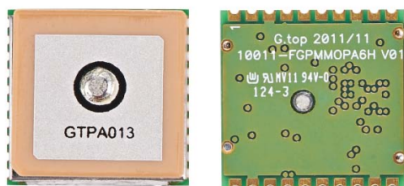
4.1.6 GPS

O dispositivo de geolocalização escolhido foi o módulo FGPMMPA6H, do fabricante *GlobalTop*, pelas suas características de baixo consumo, curto tempo de aquisição e sensibilidade. Representado na figura 4.23a, este *transceiver* utiliza a tecnologia de geolocalização GNSS e o sistema GPS. A comunicação com o μC é feita através do protocolo UART.

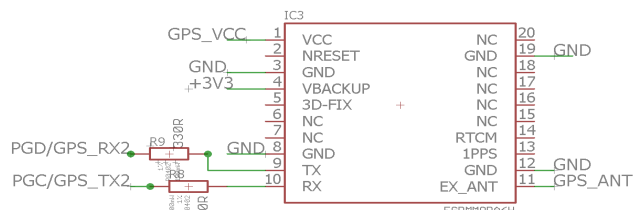
O esquema elétrico para alimentação e comunicação, representado na 4.23b, é simples e claro. Para além dos pinos de alimentação e comunicação é apenas utilizado o pino da antena externa, GPS_{ANT} .

As resistências R9 e R8 designam-se por resistências de *damping* e são sugeridas, assim como os seus respetivos valores, pelo fabricante com o objetivo de garantir que a corrente nestes pinos é inferior ao máximo tolerado.

- Gama de alimentação de 3V a 4.3V



(a) Módulo FGPMMPA6H



(b) Circuito de alimentação e comunicação do módulo FGPMMPA6H

Figura 4.23: Bloco de *hardware* responsável pela geolocalização

- Exatidão até 3m
- Curto tempo de aquisição de posição: *Cold Start* - 35 segundos *Hot Start* - 1 segundo
- Consumo energético - 30 mA (Típico) — 37 mA (Máximo)
- Antena interna e suporte a antena externa

Antena



Figura 4.24: Antena Externa para comunicação GPS

A comunicação do módulo FGPMMPA6H com o sistema GPS pode ser feita através de dois tipos de antena, a *patch antenna* incluída no módulo ou através de uma antena externa. Caso uma antena externa seja ligada ao módulo, este comuta automaticamente para efetuar a comunicação a partir dela. O conector coaxial utilizado para conectar antena é do tipo SMA e possui, tal como a antena e respetiva ligação, uma impedância de 50 Ω .

4.1.7 Acelerómetro

A solução para acelerómetro escolhida foi o módulo **MMA8252FC**. Este módulo possui as seguintes características:

- Gama de alimentação de 1.95V a 3.6V
- Capacidade de acordar e informar o μC da ocorrência de eventos pré-configurados

- Comunicação I^2C
- Modo de baixo consumo e alternância automática entre modo Inativo e Ativo

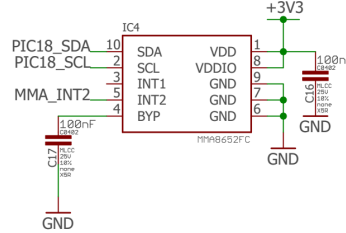
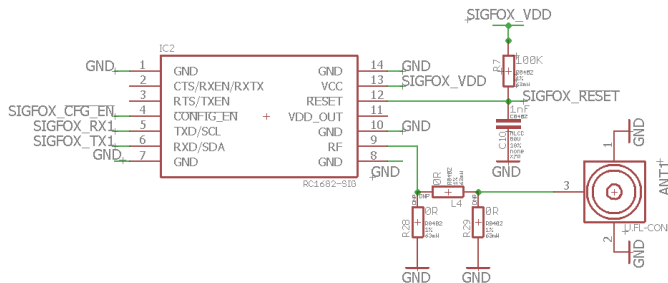


Figura 4.25: Circuito de alimentação e comunicação do MMA8252FC

O circuito da figura 4.25 mostra que, para além da comunicação e alimentação, é usado o pino INT2 para gerar a interrupção externa no μC , desencadeada quando o acelerómetro se encontra sujeito a uma aceleração. Os dois condensadores, C_{16} e C_{17} , recomendados no *datasheet* do fabricante, têm o propósito de diminuir eventuais perturbações no sinal de alimentação.

4.1.8 SIGFOX



(a) Circuito de alimentação e comunicação do RC1682



(b) Módulo RC1682

Figura 4.26: Bloco de *hardware* SIGFOX

O *transceiver* escolhido para efetuar a comunicação SIGFOX foi o módulo **RC1682-SIG** do fabricante *RadioCrafts*. A principal característica para a escolha deste módulo foi o facto da sua gama de alimentação abranger a tensão de alimentação do circuito, 3.3 V.

No esquemático da figura 4.24, todos os pinos com ligação são pinos conectados ao μC , à exceção dos pinos de alimentação e de ligação à antena. Os pinos *Config-EN* e *Reset* são usados para entrar no modo de configuração e reiniciar o módulo, respetivamente.

A comunicação é feita por UART.

- Gama de alimentação de 2.8V a 3.6V.
- Consumo energético (Máx.)- RX: 33mA TX: 58mA.
- Comutação automática entre modo de comunicação e modo de poupança de energia.
- Potência de Transmissão 14dB e Sensibilidade de -126dBm.

Antena

A comunicação do módulo RC1682-SIG com a infraestrutura SIGFOX é feita através de uma antena externa do tipo *Adhesive Antenna*, figura 4.27, e utiliza um conector SMD do tipo U.FL. Para garantir a máxima transferência de energia e consequente cobertura, para além adaptação da linha em PCB para 50 Ω , foi adicionada uma malha PI para fazer, caso necessário, posteriores correções na adaptação.



Figura 4.27: *Adhesive Antenna*

4.1.9 Conectores

O circuito, para além dos conectores das antenas, possui 4 conectores com propósitos diferentes, nomeadamente - *debugging* (fig. 4.28a); interface de programação (fig.4.28b); célula de condutividade (fig.4.28c); ligação de bateria (fig.4.28d);

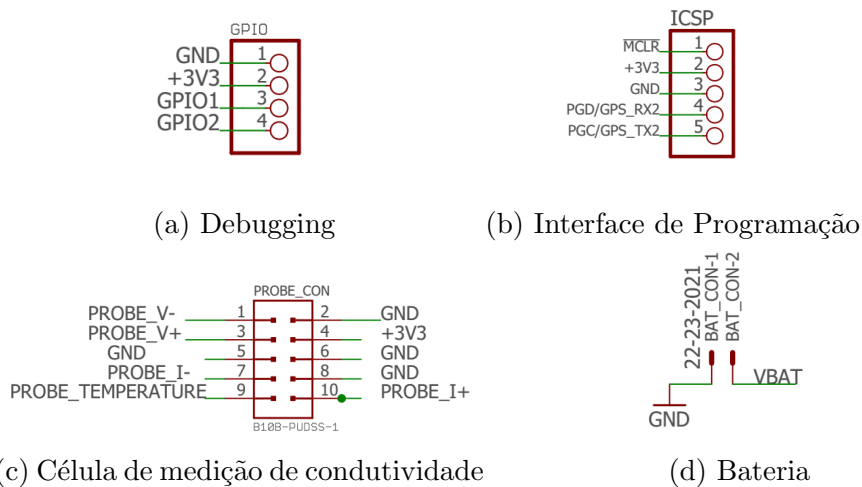


Figura 4.28: Conectores presentes no dispositivo - *debugging*, interface de programação, célula de condutividade, ligação de bateria

4.1.10 Circuito Impresso (PCB)

O circuito impresso desenvolvido tem as dimensões de 54 x 75mm e encontra-se representado na 4.29.

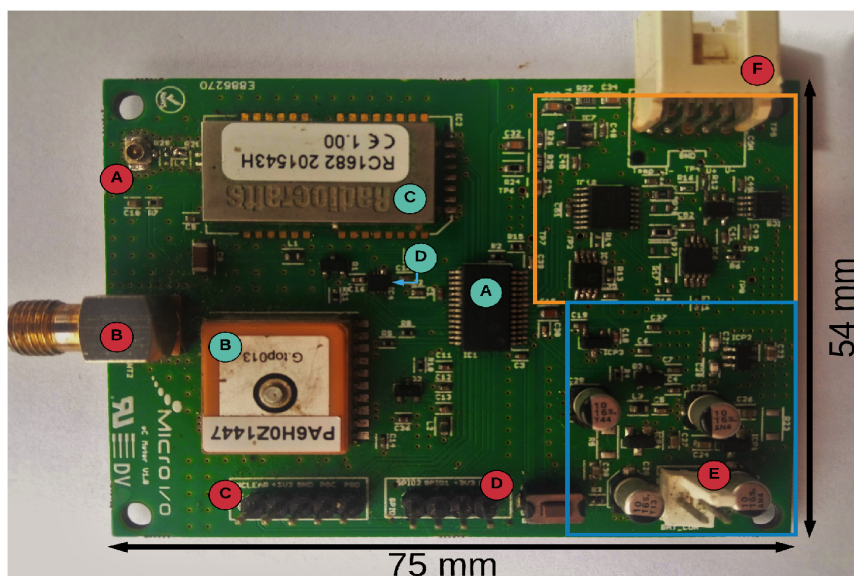


Figura 4.29: *Circuito impresso da solução proposta para esta dissertação*

Na figura 4.29, o retângulo laranja representam a parte de acondicionamento dos sinais usados para determinar a condutividade e o retângulo azul representa a parte de alimentação do circuito.

As bolas a vermelho representam os conectores correspondendo cada um a :

- A : Antena SIGFOX
- B : Antena GPS
- C : Programação do μC
- D : *Debugging*
- E : Alimentação
- F : Ligação à célula de condutividade

As bolas a azul representam os periféricos do circuito correspondendo cada um a :

- A : μC
- B : GPS
- C : SIGFOX
- D: Acelerómetro

Design do circuito impresso

O *layout* do circuito impresso, exibido nas figuras B.14 e B.15, foi realizado utilizando o *software Eagle*. Possui dois substratos, 4 furos nas extremidades para suporte, e diversos pontos de teste para facilitar a realização do teste elétrico, aquando terminado o seu processo de *assembly*.

No design da placa foram tidas em consideração várias boas práticas, com o objetivo de minimizar o impacto de algumas fontes de ruído e minimizar as perdas potência. Tais como:

- **Separação dos blocos de sinal e potência** - Com o propósito de reduzir as interferências do ruído resultante do circuito de potência, os circuitos correspondentes a cada bloco foram colocados em zonas diferentes da placa de circuito impresso e o plano de massa de ambos os blocos tem apenas uma zona em comum.
- **Condensadores de Desacoplamento** - Junto aos pino de alimentação de cada CI foram colocados condensadores de desacoplamento com a capacidade de 100nF.
- **Distribuição de grande número de vias à massa** - Foram espalhadas por toda a PCB vias ligadas ao plano de massa, criando em todos os pontos do circuito um caminho muito curto para o plano de massa, diminuindo a possibilidade de ocorrência de *ground loops*.

- **Largura dos condutores ajustada à corrente da linha** - Para as linhas de alimentação, onde é esperada a passagem de uma maior quantidade de corrente, foram usadas pistas de largura 1.016 mm, largura esta muito superior à das linhas de sinal, de 0.41 mm.
- **Uso de Planos de Massa** - Foi aplicado um plano de massa em ambas as camadas, *Top* e *Bottom*. Este processo facilita o *routing*, pois a massa está acessível a todos os componentes, diminui a sensibilidade a interferências eletromagnéticas e previne *ground loops*.
- **Adaptação da Impedância da Linha** - Para maximizar a potência de transmissão dos condutores que fazem a condução entre os módulos GPS e SIGFOX e as respectivas antenas, garantiu-se a sua adaptação à impedância das antenas.

Adaptação da impedância da linha

Para garantir a máxima transmissão de potência entre o *transceiver* e a antena é necessário que a linha se encontre adaptada à impedância da antena, sendo, para ambos os casos, 50Ω . As linhas de transmissão são do tipo *Coplanar*, como exemplificado na figura 4.30. A impedância da linha, depende de 4 aspetos, nomeadamente, a constante dielétrica do substrato, a largura do condutor (W), a altura do condutor (H) e o espaçamento entre o condutor interno e externo (G).

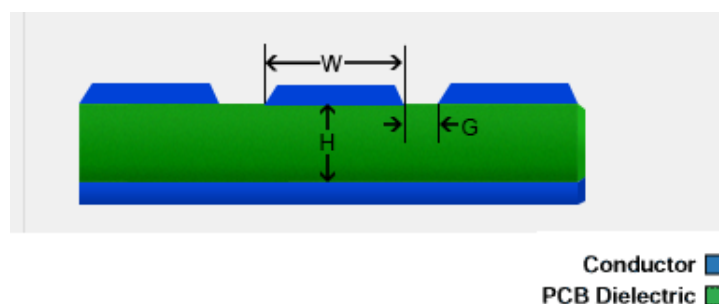


Figura 4.30: Representação do guia de ondas coplanar

A constante dielétrica e a altura do condutor são propriedades definidas, respetivamente, pelo tipo de substrato (FR4) e pelo fabricante, enquanto que a largura do condutor e o espaçamento são definidos pelo *designer* do circuito impresso. Para o cálculo dos valores que estes dois parâmetros devem ter a fim de adaptar ambas as linhas de transmissão a aproximadamente 50Ω , foi usado o *software Saturn PCB Design* e chegou-se, em B.9.1, aos valores de $G = 0.23mm$ e $W = 1.32mm$.

Fabrico e *Assembly* do Circuito Impresso

O processo de fabrico do circuito impresso ficou a cargo do fabricante *EuroCircuits*, resultando no circuito da figura B.16.

O processo de *Assembly* foi efetuado manualmente recorrendo à técnica de aplicação de pasta de soldar nos *pads* usando um *stencil* (figura B.17) fornecido em conjunto com o circuito impresso. Depois de colocada a pasta e os componentes, a PCB foi inserida num forno de soldadura, figura B.18, onde foi efetuada a soldadura destes.

4.1.11 Célula

Como discutido em 2.2.5, a célula é um componente fundamental na medição da condutividade, pois é o dispositivo de interface entre o circuito eletrónico e o líquido em teste. Para concretizar o teste do sistema de medição foi escolhida a célula comercial **TetraCon 325**, figura 4.31, do fabricante WTW.



Figura 4.31: Célula de condutividade TetraCon 325 (Adaptado de [78])

A célula possui 4 eletrodos de formato circular inseridos no orifício retangular da célula e cuja localização de um eletrodo de cada par se encontra indicado pelos números 1 e 2 na figura 4.31. A célula tem uma constante, K_{int} , de 0.475 cm^{-1} e incorpora ainda um termistor do tipo NTC. As suas principais características são:

- Constante de célula (K_{int}) de $0.475 \text{ cm}^{-1} \pm 1.5\%$
- Sensor de Temperatura Integrado - do tipo NTC
- Gama de Condutividade - $1 \mu\text{S}$ a 2 S/cm
- Material: **Eléttodos** - Grafite — **Cilindro** - Epoxy

Empiricamente, constatou-se ainda que a célula possui uma constante externa, K_{ext} , de 0.90 cm^{-1} .

Dado o elevado custo de mercado que normalmente este tipo de células tem, foi construída uma célula de 4 eletrodos seguindo as linhas de desenvolvimento expostas no *paper* [79].

Em termos de geometria, a célula construída possui uma estrutura cilíndrica, formada por tubo de plástico acrílico, nos quais se encontram 4 elétrodos no seu interior. Os dois elétrodos colocados mais próximos das extremidades do cilindro, I_+ e I_- , são os elétrodos de polarização da célula e consistem em dois anéis de aço inoxidável. Estes anéis não são colocados nas extremidades, para minimizar o impacto de fontes de interferência externas que se possam encontrar na periferia da célula.

O segundo par de elétrodos, V_+ e V_- , colocado no interior, é composto por duas pontas de grafite, localizadas em pontos simétricos em relação ao centro do tubo e longe o suficiente dos terminais de polarização de forma a obter um campo elétrico uniforme em volta destes terminais. De acordo com o *paper*, estas distâncias foram calculadas usando um simulador.

Tanto o grafite como o aço inoxidável, como discutido em 2.2.5, são materiais bastante populares no desenvolvimento deste tipo de células.

Para projetar uma célula com constante K_{int} de 0.50 cm^{-1} são assumidas algumas condições, nomeadamente que a resistência da água em volta da sonda é desprezável quando comparada com a resistência no interior e que, com as dimensões ($d_1 = 2d_2$), a corrente é dividida uniformemente em cada terminal de polarização, como demonstrado nas simulações B.19 e B.20, efetuadas no referido *paper*.

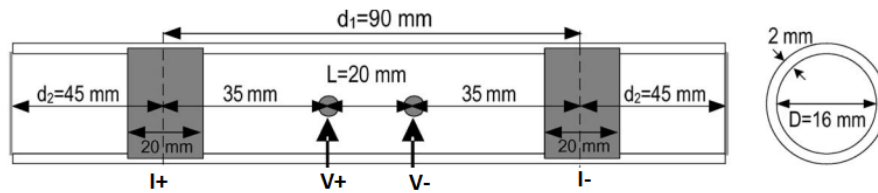


Figura 4.32: Dimensões geométricas da célula projetada em [79]

A constante da célula, K_{int} , é calculada usando as equações (4.24) e (4.25) que resultam num K_{int} igual a 0.49 cm^{-1} .

$$A = \frac{\pi D^2}{4} \quad (\text{cm}^2) \quad (4.24)$$

$$K_{int} = \frac{L}{2A} \quad (4.25)$$

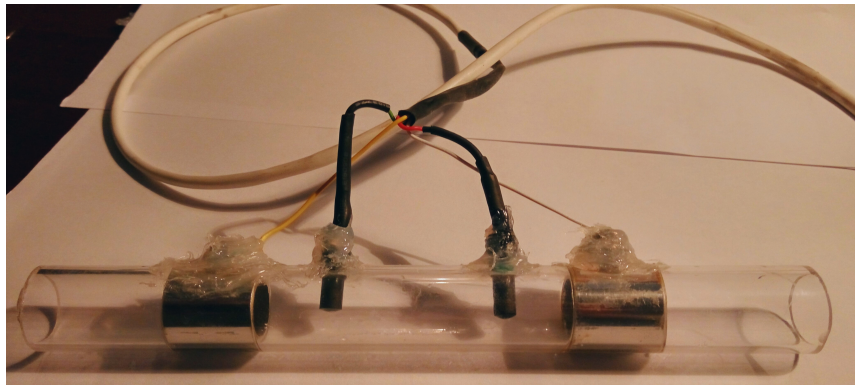


Figura 4.33: Célula desenvolvida

4.2 Firmware

4.2.1 Máquina de Estados

A máquina de estados do sistema descrita na figura 4.34 é composta por 8 estados de funcionamento determinados por 12 eventos diferentes.

Estados

- ***Initialization*** - Neste estado são efetuadas as configurações do próprio μC , de todos os periféricos e respetivos protocolos de comunicação. São ainda configuradas as portas GPIO que fazem interface com os blocos de *hardware*. A alimentação de todos os módulos, à exceção do acelerómetro, é desligada. No fim deste estado é verificado se a inicialização da máquina de estados teve como fonte um *reset* gerado pelo modo *Deep Sleep* ou se por ação do utilizador.
- ***ecMeasuring*** - Neste estado são efetuadas todas as operações que dizem respeito à medição da condutividade e temperatura.
- ***Acquiring*** - Neste estado é feita a receção e armazenamento da mensagem com informação geoposicional transmitida pelo módulo GPS.
- ***Parsing*** - Neste é realizada a validação e processamento da informação adquirida no estado *Acquiring*.
- ***Sending*** - Neste estado são executadas as operações de envio de informação pela rede SIGFOX.
- ***Fix Waiting*** - Estado em que o circuito entra, por 15 segundos, em modo de poupança energética enquanto o módulo GPS não obtém coordenadas válidas, quer

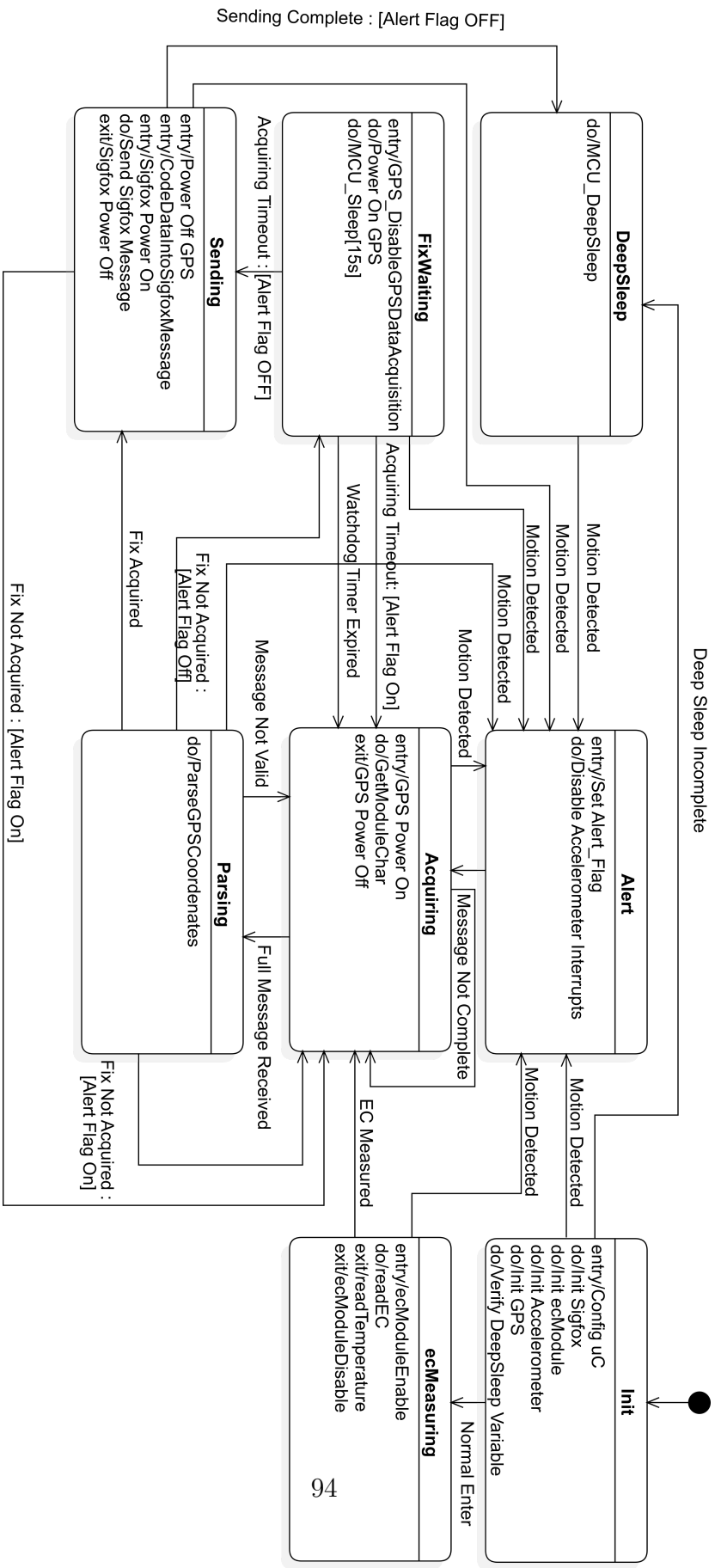


Figura 4.34: Diagrama de Estados implementado

seja por não ter adquirido a posição, quer seja por não possuir o número mínimo de satélites em vista.

- **Deep Sleep** - Estado de inatividade de alta poupança de energia. É onde o dispositivo permanece entre os ciclos de medição, configurados para intervalos de 5 horas.
- **Alert** - Estado em que o dispositivo entra quando é sinalizado pelo acelerómetro a ocorrência de perturbações no dispositivo.

Eventos

- **EC Measured** - Evento gerado quando o número necessário de medições de temperatura e condutividade elétrica foram concluídos.
- **Full Message Received** - Evento gerado quando a totalidade da informação relativa à posição geográfica, transmitida pelo módulo GPS, já se encontra disponível para validação e processamento.
- **Fix Acquired** - Evento gerado quando as coordenadas transmitidas pelo GPS são válidas e possuem a exatidão necessária, o que se encontra dependente do número de satélites usados.
- **Fix Not Acquired** - Evento gerado quando as coordenadas transmitidas pelo GPS ainda não são válidas ou não possuem a exatidão necessária.
- **Motion Detected** - Evento gerado quando é recebida uma interrupção do acelerómetro referente a deteção de movimento.
- **Sending Complete** - Evento gerado quando a transmissão da informação foi concluída.
- **Acquiring Timeout** - Este evento é gerado quando o estado Waiting Fix é executado 8 vezes no mesmo ciclo. O que se traduz num *timeout* de aquisição de sinal ao final de 2 minutos, dado que o sistema apenas permanece neste estado 15 segundos de cada vez.
- **Watchdog Timer Expired** - Este evento é gerado quando o temporizador configurado para acordar o μC expirou.
- **Message Not Valid** - Evento gerado caso a mensagem, independentemente de estar com valores válidos ou não, não cumpra de alguma forma a tipologia de mensagem com o protocolo NMEA.
- **Normal Enter** - Evento gerado caso a inicialização tenha sido provocada pelo utilizador ou o período total de **Deep Sleep** tenha terminado. Este e o evento *Deep Sleep Incomplete* são ambos resultado da leitura da variável DSGPR0 como explicado em 4.2.4.

- ***Deep Sleep Incomplete*** - Evento gerado caso o período Deep Sleep total ainda não tenha terminado, devendo o dispositivo entrar novamente nesse estado. Este e o evento *Normal Enter* são ambos resultado da leitura da variável DSGPR0 como explicado em 4.2.4.

Guardas

- ***Alert Flag On*** - Guarda que garante que a máquina de estados se mantém em modo de alerta, isto é, de envio permanente de coordenadas.
- ***Alert Flag Off*** - Guarda que garante um funcionamento normal da máquina de estados, isto é, sem modo de alerta.

4.2.2 Inicialização do μC e módulos de *hardware*

No processo de inicialização, o μC é inicializado com as configurações:

- Frequência de relógio - 8 MHz
- Pinos reprogramáveis RB7 e RB8 configurados como pinos de comunicação UART, TX e RX, respetivamente
- Ativação e configuração do *Watchdog* e *Deep Sleep Watchdog*

Do ponto de vista de periféricos, são configurados os pinos I/O e protocolos de comunicação relativos a cada módulo e desligada a alimentação de todos os blocos de *hardware* com interruptor.

4.2.3 Estrutura de Dados

Para o armazenamento dos dados de condutividade, temperatura, erros e coordenadas da geolocalização do dispositivo foi criada uma estrutura, designada por *SigfoxMessageStruct*, acessível a todas as funções, e na qual estes dados são armazenados diretamente nas respetivas variáveis, à exceção dos dados de geolocalização que estão armazenados numa estrutura criada para o efeito e definida em 4.2.5.

```
struct {
int    Tipo de Mensagem
int    Tipo de Erro
int    Condutividade Inteiro
int    Condutividade Decimal
int    Temperatura Inteiro
int    Temperatura Decimal
GPS_Struct GPSstruct
} SigfoxMessageStruct;
```

4.2.4 Poupança de energia

Deep Sleep e Sleep

Como referido em 4.1.2, o μC possui dois modos que possibilitam que o seu consumo energético seja consideravelmente diminuído, são eles, o modo *Sleep* e *Deep Sleep*.

Depois de entrar num destes modo de funcionamento, o μC , para voltar ao estado ativo, deve receber uma interrupção que pode ter origem externa ou interna. No caso da solução proposta nesta dissertação, pode receber uma interrupção interna, do temporizador *Watchdog* (4.2.4) ou uma interrupção externa, gerada pelo acelerómetro. No contexto de *Deep Sleep*, dado que μC faz *Power On Reset* quando retorna ao estado ativo, para identificar quais das fontes interrompeu o modo, é lido o registo *DSWAKEH* e *DSWAKEL*, mais concretamente os bits *DSWDT* e *DSINT0*.

Ambos os modos são ativados com a execução do comando *SLEEP*, estando dependentes do valor dos bits *DSEN* e *IDLEN*.

No modo *Sleep* quando o μC entra em modo de baixo consumo toda a informação contida na SRAM permanece intacta. Por outro lado, no modo *Deep Sleep*, o μC , para diminuir ainda mais o seu consumo inferior, desliga também os circuitos de memória, resultando na perda dos dados armazenados. No entanto, é possível, através dos registos especiais *DSGPR0* e *DSGPR1*, armazenar pequenas quantidades de informação.



Figura 4.35: Algoritmo de entrada para o modo *Sleep* e *Deep Sleep*

Na solução desenvolvida nesta dissertação ambos os modos são utilizados, o modo *Sleep*, quando o dispositivo se encontra em espera pela aquisição da posição GPS, e o modo *Deep Sleep*, quando o dispositivo se encontra entre medições. Na máquina de estados, os estados nos quais estes modos são executados são designados por *Fix Waiting* e *Deep Sleep*.

Watchdog Timer

O *Watchdog Timer* é um temporizador que permite ao μC , mesmo nos estado de baixo consumo onde a maioria dos módulos internos se encontram desligados, retomar o seu normal funcionamento, quando expirado o período com o qual o temporizador foi previamente configurado. No PIC18F26J13 existem dois tipos de temporizadores *watchdog*,

o convencional, que pode ser usado nos modos *Run* e *Sleep*, e o de uso exclusivo no modo *Deep Sleep*. O primeiro permite ser configurado com um período máximo de 132 segundos e o segundo com 25.7 dias.

Ambos os temporizadores têm de ser ativados e configurados, usando as diretivas *pragma*, através dos registos *DSWDTEN* e *DSWDTPS*, para o estado *Deep Sleep*, e *WDTEN* e *WDTPS* para o modo *Sleep*, podendo este último ainda ser ativado ou desativado durante a execução do *firmware* usando o registo *SWDTEN*.

Para o período do modo *Sleep*, ativo quando a localização GPS ainda não está bloqueada, foi definido um período de 15s (*WDTPS*=13).

No modo *Deep Sleep*, tendo em conta a periodicidade do envio de informação de 4 horas e 50 minutos de intervalo definida em 3.2.3, o temporizador foi programado para ser interrompido no período configurável mais próximo deste período, o que corresponde a 2 horas e 20 minutos (*DSWDTPS*=11). Para garantir a execução das funções em períodos espaçados de 4 horas e 40 minutos, foi criado um contador no registo *DSGPR0* como demonstrado no diagrama de atividade da figura 4.36.

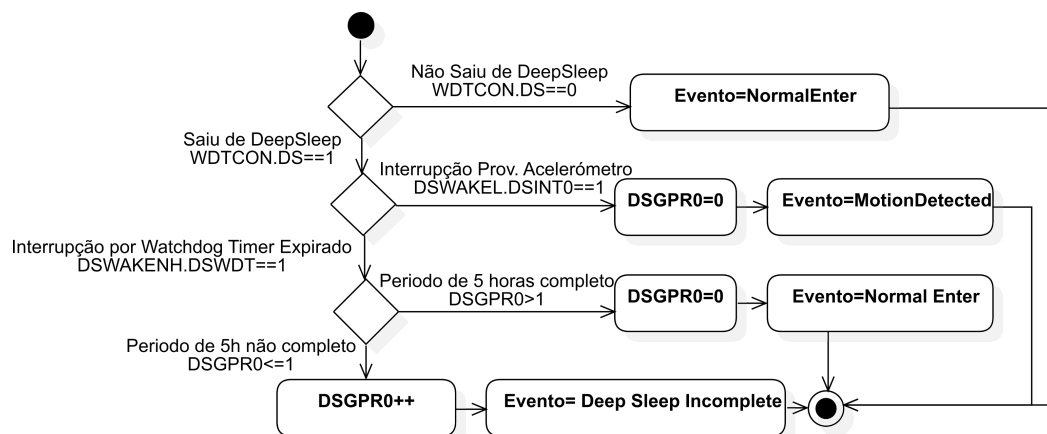


Figura 4.36: Diagrama de atividade do algoritmo de verificação se o μC reiniciou do modo *Deep Sleep*

4.2.5 GPS

Configurações

Como explicado em 4.1.6, a comunicação com módulo GPS é feita através da comunicação UART. Esta é configurada com um *baudrate* de 9600 bps. A configuração do módulo é feita usando comandos com o protocolo MTK, cuja lista e respetiva descrição pode ser consultada em [80].

O módulo é configurado para transmitir apenas mensagens do tipo GPGGA e com uma frequência de envio de 1 segundo.

Protocolo NMEA

O módulo GPS utiliza o protocolo NMEA, protocolo bastante comum em dispositivos de navegação.

Este protocolo consiste na transmissão de vários tipos de mensagens em código ASCII com um tamanho máximo de 82 caracteres. Todas as mensagens são iniciadas com o símbolo \$ e terminadas com o carácter especial \r. Dentro de cada frase os campos são delimitados pelo símbolo ',' e valor de *checksum* delimitado por '*'.

Formato Protocolo NMEA

\$Tipo de Mensagem,Campo 1,Campo 2,,,,,Campo n*Valor Checksum
exemplo: \$GPGSA,A,3,10,07,05,02,29,04,08,13,,,,,1.72,1.03,1.38*0A

Os tipos de mensagem existentes neste protocolo são:

- **GPGGA** - Tempo, coordenadas e estado de aquisição.
- **GPGSA** - Contem informação relativa ao modo de operação, número de satélites usados para a aquisição e valores de DOP (*Dilution of Precision*).
- **GPGSV** - Contem informação relativa ao número de satélites que o módulo GNSS consegue ver, elevação, azimute e valores de SNR.
- **GPRMC** - Hora, data, posição, direção e velocidade.
- **GPVTG** - Direção e velocidade relativamente ao chão

Para esta aplicação em concreto, os dados considerados relevantes dizem respeito às coordenadas do dispositivo e ao número de satélites que este utilizou para adquirir a sua posição, pois este número determina a exatidão das coordenadas recebidas. Como esta informação está contemplada na sua totalidade no conteúdo das mensagens do tipo GPGGA, é o único tipo de mensagem cujo campos são armazenados e processados.

Para fazer uma descrição mais clara do conteúdo da mensagem e da forma como está organizada, será usado o seguinte exemplo de mensagem e a sua informação organizada na tabela 4.2.

\$GPGGA,064951.000,2307.1256,N,12016.4438,E,1,8,0.95,39.9,M,17.8,M,,*65

Campo Nº	Nome	Exemplo	Descrição/Formato
0	Tipo de Mensagem	GP GGA	
1	Tempo (UTC)	064951.000	hhmmss.sss
2	Latitude	2307.1256	ddmm.mmmm
3	Ponto Cardeal Latitude	N	N- Norte — S-Sul
4	Longitude	12016.4438	dddmm.mmmm
5	Ponto Cardeal Longitude	E	E-Este — W-Oeste
6	Tipo de Fix	1	0- Posição Não Adquirida 1- Posição Adquirida 2-Diferencial
7	Número de Satélites Usados	8	
8	HDOP	0.95	
9	Altitude	39.9	
10	Unidades Altitude	M	Metros
11	Separação Geoidal	17.8	
12	Unidades Separação Geoidal	M	Metros
13	Checksum	65	
14	Terminadores	< LF >	Terminadores da Mensagem

Tabela 4.2: Tabela discriminativa dos parâmetros transmitidos na frase NMEA do tipo GP GGA

Algoritmo de Receção

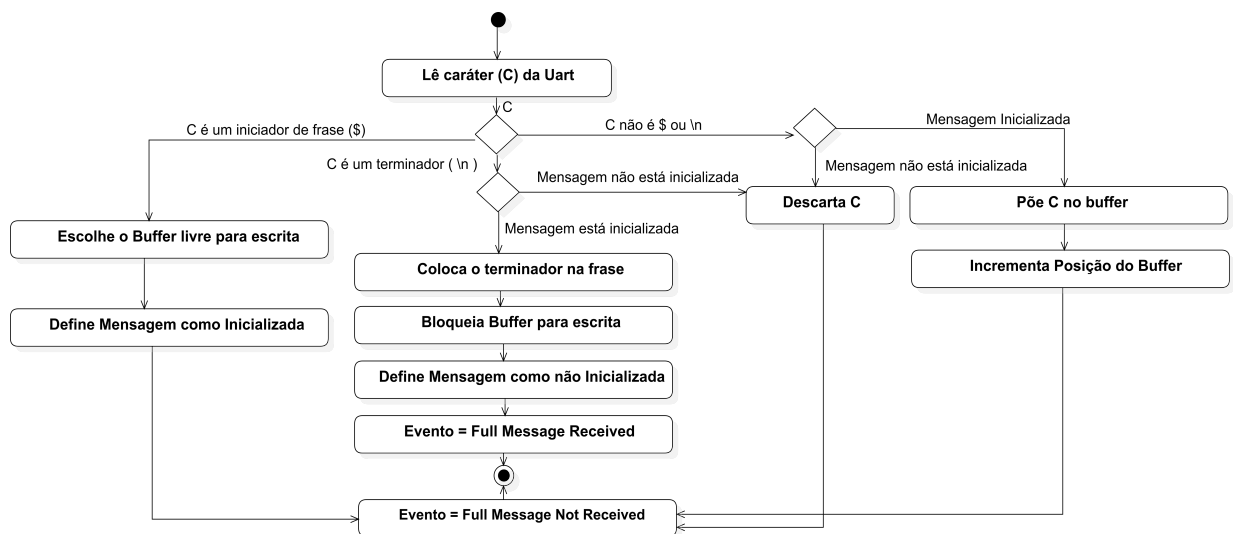


Figura 4.37: Diagrama de Atividade do Algoritmo de Receção e Armazenamento dos dados de geolocalização

A receção e armazenamento das mensagens transmitidas pelo módulo GPS dizem respeito exclusivamente ao modo *Acquiring*. A comunicação é feita por UART e utiliza o mecanismo de *polling*. Para garantir o armazenamento correto da informação foram criados dois *buffers* para escrita alternada. Este mecanismo impede que no mesmo *buffer* decorra uma leitura e escrita de forma simultânea, impossibilitando que uma nova mensa-

gem corrompa a mensagem recebida anteriormente e que esta possa ainda se encontrar em processamento.

Como descrito no diagrama de atividade da figura 4.37, sempre que é recebida uma interrupção, o carácter é lido e, se validado, armazenado num *buffer*. Caso contrário, é descartado. A variável *boolean Mensagem Inicializada* indica se uma frase se encontra ou não em receção. Caso não se encontre, qualquer carácter que não seja de inicialização (\$) é descartado.

Este algoritmo retorna dois possíveis eventos, usados na máquina de estados (4.2.1), o evento *Message Not Complete* ou *Full Message Received*. Como explicado em 4.2.1, o primeiro é gerado enquanto o iniciador (\$) e o terminador \n não for recebido e o segundo é gerado quando a totalidade da mensagem for recebida.

Algoritmo de *Parsing*

A função de *parsing* consiste num processo de validação da mensagem recebida do módulo GPS e, caso esta seja válida, armazena-a numa estrutura criada para guardar os dados de coordenadas transmitidos pelo GPS. A validação da mensagem e das coordenadas recebidas resulta na posterior emissão do evento *Fix Acquired*, *Fix Not Acquired* ou *Message Not Valid*. Estes eventos encontram-se descritos na secção 4.2.1.

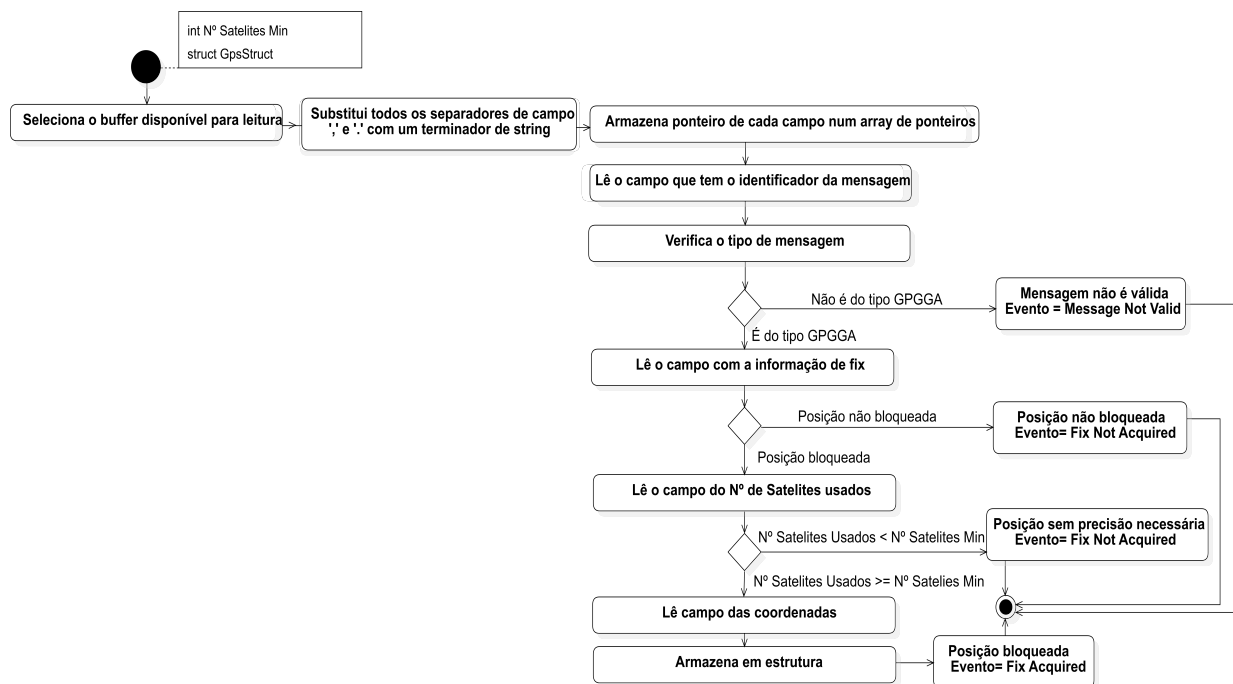


Figura 4.38: Diagrama de Atividade do Algoritmo de *Parsing* dos dados de geolocalização

O resultado final deste algoritmo é um *array* de ponteiros, onde cada posição é composta por um ponteiro para o início de campo diferente da mensagem. Posteriormente o array de

ponteiros é acedido, cada *string* é convertida para um valor inteiro usando a função *strtol*, à exceção do campo afeto aos pontos cardeais, e armazenada na estrutura *coordenadas GPS*. Como todos os campos são terminados com um terminador de *string*, as funções de manipulação de *strings* terminam sempre na posição anterior ao início de uma nova mensagem.

Como descrito na sub-secção anterior, o formato das coordenadas transmitidas pelo *transceiver GPS*, *ddmm.mmmm* ou *dddmm.mmmm*, não é standard. Dado que a conversão deste formato para um formato standard não tem impacto significativo na eficiência energética do dispositivo, a conversão é feita no próprio e transmitida usando o formato *Decimal Degrees*, explicado em 3.3.3.

As variáveis que compõem a estrutura de coordenadas são:

- **Coordenadas Latitude Inteiro** - Diz respeito à parte inteira do grau do campo de coordenadas de latitude
- **Coordenadas Longitude Inteiro** - Diz respeito à parte inteira do grau do campo de coordenadas longitudinais
- **Coordenadas Latitude Decimal** - Diz respeito à parte decimal de grau do campo de coordenadas de latitude
- **Coordenadas Longitude Decimal** - Diz respeito à parte decimal de grau do campo de coordenadas longitudinais
- **Coordenadas Latitude Ponto Cardeal** - Oeste (W) = 0 — Este (E) = 1
- **Coordenadas Longitude Ponto Cardeal** - Norte (N) = 0 — Sul (S) = 1

Timeout na Aquisição de Sinal

Para evitar que, numa situação de impossibilidade de adquirir posição, o sistema fique num ciclo perpétuo entre os estados *Fix Waiting*, *Acquiring* e *Parsing* foi criado um mecanismo de *timeout*. Este mecanismo, representado na figura 4.39 determina que no final de 8 execuções consecutivas do estado *Fix Waiting*, isto é, ao fim de 2 minutos de aquisição, seja gerado um evento designado por *Acquiring Timeout* e à variável *Tipo de Erro* seja atribuído o valor 1, alertando o serviço de *backend* que não foi possível obter a geolocalização do dispositivo (3.3.4).

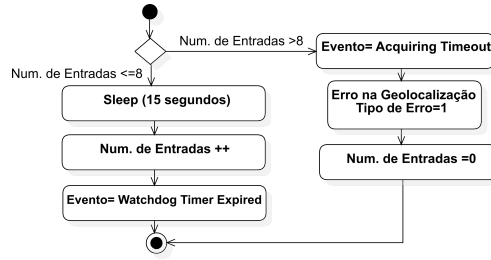


Figura 4.39: Diagrama de Atividade do Algoritmo de *Timeout* na aquisição dos sinal GPS

4.2.6 Medição de Condutividade e Temperatura

Do ponto de vista de *firmware*, para efetuar a medição da condutividade é necessário ativar e configurar todos os blocos de *hardware* e os periféricos do μC envolvidos no processo, nomeadamente, o bloco de *hardware* é designado por Módulo de Condutividade, a ADC e o PWM.

O PWM é configurado para gerar uma onda quadrada com um período de 1 kHz com *duty cycle* de 50%. A ADC é configurada com resolução de 12 bits e uma frequência de amostragem de 55 kHz, através da configuração dos respetivos períodos de amostragem e conversão abordados em 4.1.4. Contudo, observou-se que na prática, como será discutido em 5.1.1, a frequência de amostragem é de 44 kHz.

Os sinais sinusoidais, resultantes do bloco de acondicionamento, são amostrados pela ADC e é calculada a tensão eficaz de cada um. No caso do sinal de corrente, que se encontra convertido em tensão, a corrente eficaz é determinada dividindo o valor de tensão pelo ganho selecionado. Depois de determinados os valores eficazes de tensão, corrente e medida a temperatura, é determinada a condutividade da solução.

Nas próximas sub-seções serão descritos com maior detalhe os algoritmos envolvidos no processo de medição da condutividade e temperatura.

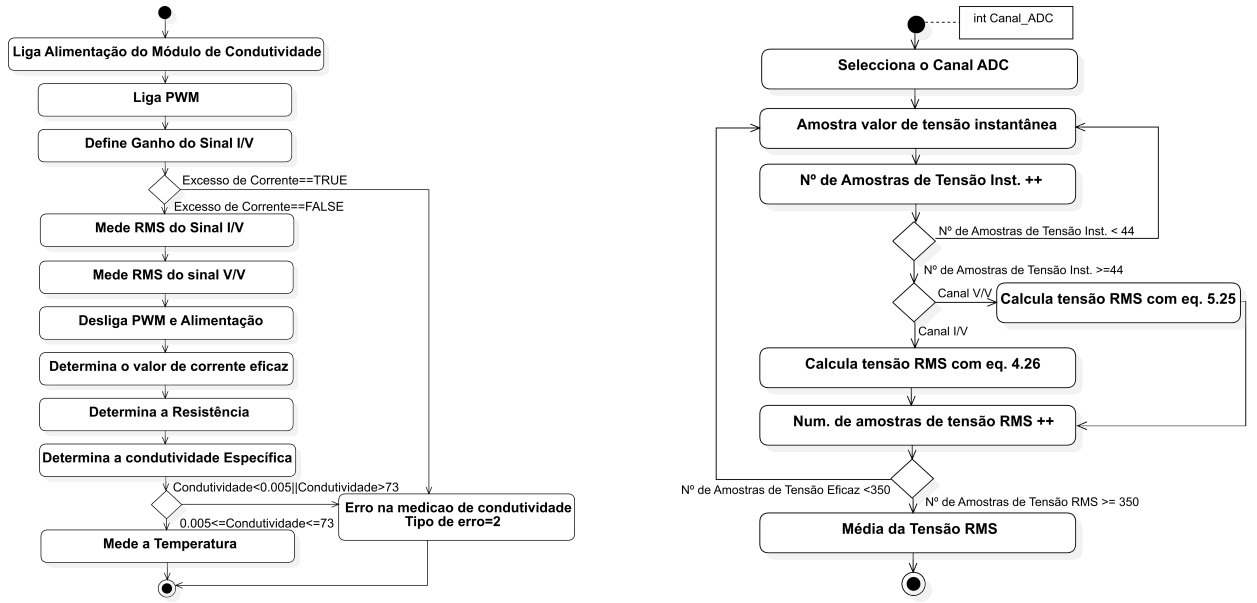
Algoritmo de Medição de Condutividade e Temperatura

Para iniciar o processo de condutividade, o μC começa por ativar a alimentação do Modulo de Condutividade e dos periféricos PWM e ADC, previamente configurados.

Como já referido, ambos os sinais possuem uma frequência a 1 kHz e, dada a frequência de amostragem da ADC de 44 kHz, é possível no máximo obter 44 amostras por onda.

Coletadas 44 amostras de 350 ondas, o μC calcula a respetiva tensão eficaz média. A equação matemática que permite o cálculo da tensão eficaz encontra-se em (4.26) e onde N diz respeito ao número de amostras e V_{inst} ao valor de tensão instantânea amostrado ao longo de cada onda.

$$V_{eficaz} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N V_{inst}^2} \quad (V) \quad (4.26)$$



(a) Condutividade e Medição da Temperatura (b) Tensão Eficaz dos Sinais de Tensão e Tensão-Corrente

Figura 4.40: Diagramas de Atividade dos Algoritmos de Medição de Condutividade e Temperatura (a) e Medição da Tensão Eficaz (b)

Dado que o sinal amostrado é resultado do acondicionamento do bloco de *hardware*, para obter a tensão eficaz do sinal antes do acondicionamento é necessário subtrair o *offset* que lhe foi adicionado. Este cálculo depende do tipo de sinal pois, como explicado em 4.1.4 e 4.1.4, estes são acondicionados de maneira diferente.

A relação entre os valores de tensão instantânea dos sinais de tensão e corrente amostrados na ADC e a respetiva tensão eficaz original, é dada por (4.27) e (4.28), respetivamente.

$$V_{eficazV/V\ Original} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (V_{inst} - 1.5)^2} \quad (V) \quad (4.27)$$

$$V_{eficazI/V\ Original} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (V_{inst} \times 2 - 1.5)^2} \quad (V) \quad (4.28)$$

O valor de corrente eficaz é dado por (4.29), onde $R_{sensing}$ pode ser um dos 4 valores de resistências utilizadas no ganho da configuração TIA.

$$I_{eficaz} = \frac{V_{eficazI/V\ Original}}{R_{sensing}} \quad (I) \quad (4.29)$$

Os valores de condutividade e temperatura são ambos separados em parte inteira e decimal e armazenados na estrutura *SigfoxMessageStruct*(4.2.3), respetivamente nas variáveis

Condutividade Inteiro, Condutividade Decimal, Temperatura Inteiro e Temperatura Decimal.

Algoritmo de Auto-Ganho de corrente

Como descrito em 4.1.3, na configuração de medição de corrente (TIA), a resistência pela qual a conversão da corrente é feita pode ser comutada entre 4 valores, através dos pinos A0 e A1 do C.I ADG709 e representados na figura 4.10a. O ganho correspondente a cada estado dos pinos A0 e A1, ligados ao μC , é dado pelas combinações lógicas listadas na tabela 4.3.

A1	A0	$R_{sensing}(\Omega)/Ganho$
0	0	560
0	1	120
1	0	60.4
1	1	330

Tabela 4.3: Tabela de correspondência entre $R_{sensing}$ e os pinos de *multiplexing* A1 e A0

O algoritmo de *auto-range* permite que a comutação de ganho seja feita de forma automática. O ganho a utilizar é determinado de acordo com as gamas de correspondência entre ganho e corrente definidas na tabela 5.10.

Na situação em que se detete um valor de corrente fora da gama de funcionamento da solução, nomeadamente, valores de corrente eficaz superiores a 20.5 mA, o μC desliga o módulo e retorna uma mensagem de erro. O diagrama de atividade do algoritmo encontra-se explicado na figura 4.41.

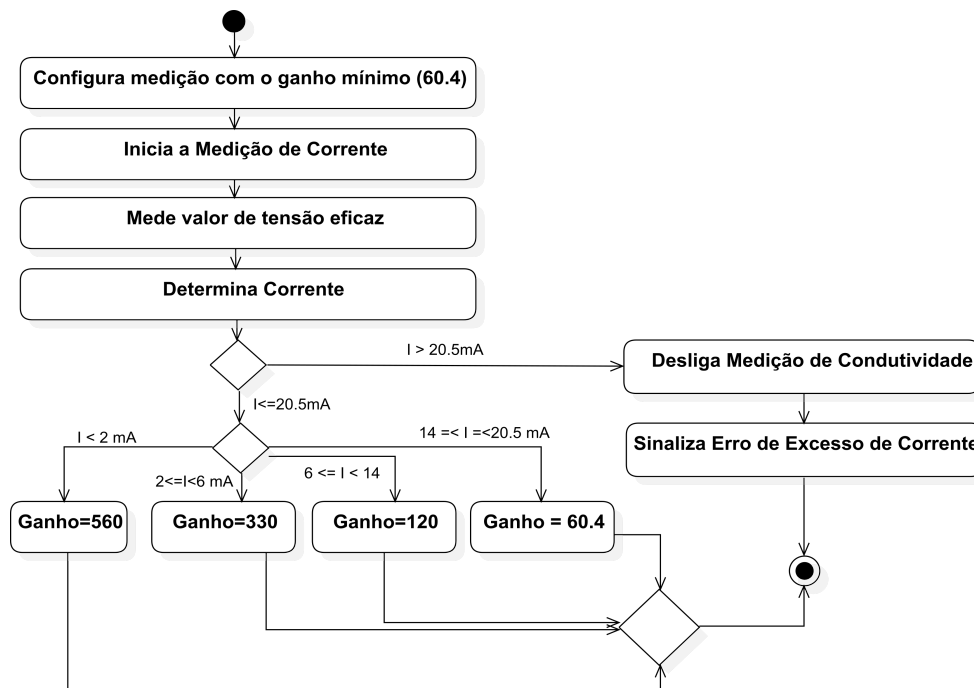


Figura 4.41: Diagrama de Atividade do algoritmo de Auto-Ganho

Termómetro

O sensor DS18B20 é configurado para devolver valores de temperatura com uma resolução de 12 bits, o que corresponde a incrementos de temperatura de 0.065 °C.

Para efetuar a medição da temperatura é necessário executar uma sequência de operações, descrita no *datasheet* do fabricante e esquematizada na figura 4.42.

Para fazer a leitura da temperatura do sensor DS18B20 é necessário começar por garantir que o dispositivo se encontra presente. Se isto se verificar, é enviado o comando *Skip ROM*, operação esta necessária antes do envio de qualquer comando de funcionamento, como o de conversão de temperatura ou leitura de memória, por exemplo.

Depois de iniciada a conversão da temperatura, o resultado é armazenado num registo de dois bytes na memória temporária, designada por *scratchpad*. Depois de esperado o tempo máximo de conversão, 750ms de acordo com *datasheet*, a leitura das duas variáveis é efetuada.

Para obter o valor de temperatura é necessário converter o valor lido de acordo com a equação (4.30), onde T diz respeito à temperatura, $Val_{DS18B20}$ aos dois bytes concatenados lidos da memória do sensor e n ao número de bits de resolução. O termómetro foi configurado para determinar a temperatura com uma resolução de 12 bits, o que corresponde a uma resolução de 0.0625 °C. Como demonstrado na equação (4.30), para obter a temperatura, o valor retornado pelo sensor é multiplicado pela resolução. Este valor é

posteriormente arredondado para uma casa decimal.

$$T = Val_{DS18B20} \frac{256}{2^n} ^\circ C \Leftrightarrow T = Val_{DS18B20} \times 0.0625 \quad (^\circ C) \quad (4.30)$$

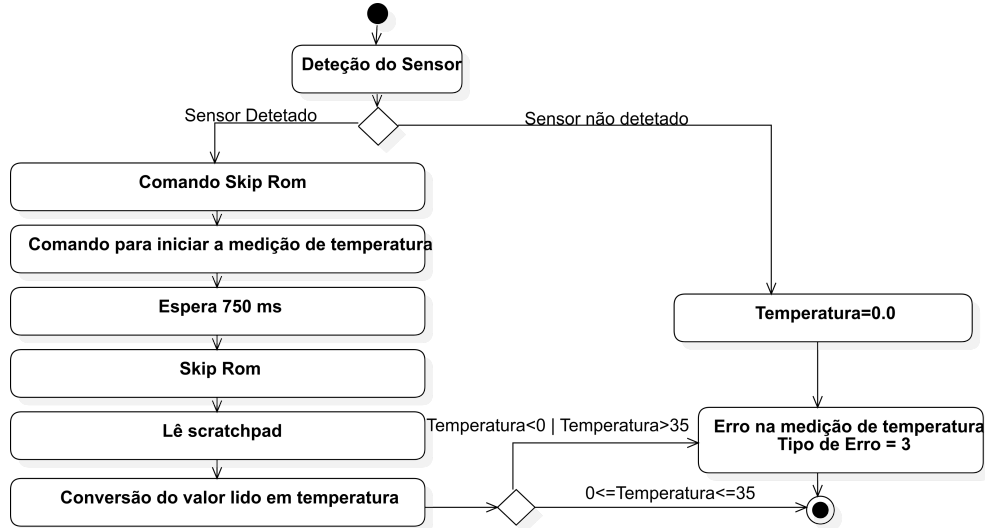


Figura 4.42: Diagrama de Atividade do processo de leitura da temperatura usando o sensor DS18B20

4.2.7 Acelerómetro

O acelerómetro MMA8652FC inclui a funcionalidade de gerar interrupções externas de um pequeno número de eventos, permitindo assim uma significativa poupança energética tanto do acelerómetro como do μC , pois deixa de ser necessário que se encontrem permanentemente ativos para a contínua monitorização de eventos. Para além desse aspeto, o acelerómetro transita entre o modo ativo e poupança de energia de forma automática, modos estes designados por *Auto-Wake/Sleep*. Este mecanismo permite ao acelerómetro permanecer em modo de baixo consumo e passar para modo ativo apenas quando é gerado um evento para o qual ele foi configurado detetar. Após o seu processamento do evento e envio da interrupção para o μC regressa automaticamente ao modo de baixo consumo.

O mecanismo descrito no paragrafo anterior tem enorme utilidade pois o μC tem a capacidade de receber interrupções externas, isto é, permite que um sinal vindo de um periférico exterior ao μC possa nele desencadear um processo, esteja em modo ativo ou modo inativo. Para servir esta funcionalidades o μC possui dois pinos que suportam essa funcionalidade. No caso desta solução, o pino usado é o pino *INT0*.

O evento com o qual o acelerómetro foi configurado para acordar e despoletar uma interrupção externa tem como fonte a ultrapassagem de um limite de aceleração momentânea, designado no *datasheet* do fabricante [81] como *Transient Detection*. Este mecanismo

analisa as variações de aceleração dinâmica gerando uma interrupção quando o valor de variação limite, previamente configurado, é ultrapassado. Esta fonte de interrupção é assim útil para alertar o μC que encontra-se a ser deslocado ou manuseado, gerando o evento *Motion Detected*.

A variação de aceleração definida como o limite para gerar o evento foi definida, por método empírico, com **0.5 G**. Este valor foi escolhido por forma a manter um equilíbrio entre a não deteção de acelerações de possíveis oscilações geradas por agentes naturais, como o vento, e a oscilação de um manuseamento do dispositivo.

Dado que o evento *Transient Detection* é o único evento gerado pelo acelerómetro, não é necessário proceder a nenhum algoritmo para verificar que evento pode ter gerado a interrupção.

4.2.8 SIGFOX e codificação de mensagem

SIGFOX

A comunicação entre o μC e o módulo SIGFOX é feita usando o protocolo UART.

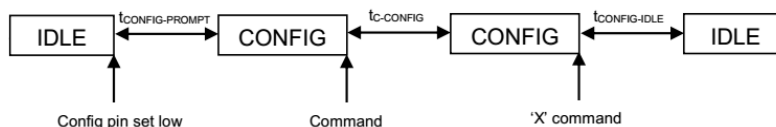


Figura 4.43: Sequência de operações para entrar e sair do modo de configuração (Adaptado de [40])

Na inicialização do *hardware*, o módulo UART é ativado e configurado com *baudrate* de 9600 bps. Por sua vez o *transceiver* RC1682-SIG é configurado para operar apenas em modo de transmissão. Para que o módulo entre em modo de configuração, e seja possível a modificação deste e outros parâmetros, é necessário que o pino *Config_EN* (4.26a) seja colocado a 0 durante, pelo menos, $86 \mu s$ ($t_{ConfigPrompt}$) [40].

Na situação em que o *transceiver* ainda não se encontra registado na rede, para o tornar operacional, é necessário efetuar o seu registo no serviço *backend* da rede com o número de identificação do módulo e a chave secreta do módulo. Ambos os valores estão apenas acessíveis através do modo de configuração. Todos os parâmetros acessíveis ou configuráveis encontra-se listados em [40].

Envio

Como mencionado em 2.4.2, a rede SIGFOX suporta mensagens até 12 bytes. Para efetuar a transmissão de uma mensagem, basta enviar, por UART, uma trama onde o

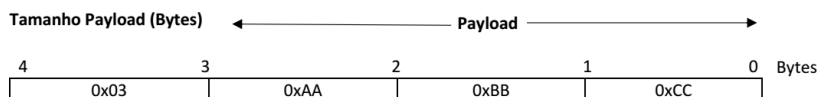


Figura 4.44: Exemplo do formato de uma mensagem SIGFOX com 3 bytes de *payload*

Depois de completado o envio da mensagem por UART, o módulo SIGFOX dá início, de forma automática, à transmissão da própria mensagem e mais duas consecutivas transmissões cada uma com um intervalo de 500 ms (figura 2.18b), como discutido em 2.4.2. Após o envio da mensagem pelo μC para o *transceiver*, o primeiro aguarda 7 segundos, período corresponde ao qual o *transceiver* demora a enviar uma mensagem com 2 retransmissões [40], antes de desligar a alimentação do *transceiver* e sair do estado *Sending*.

Parsing

O processo de *parsing* consiste na separação e agrupamento da informação de geolocalização, alerta, condutividade e temperatura, armazenada nas respectivas estruturas.

A construção da mensagem é feita utilizando *bitmasks*, de forma a construir os dois tipos de mensagens, periódico e aperiódico, explicados em 3.3.4.

O formato da mensagem é escolhido de acordo com o valor presente no tipo de mensagem, se o valor for 0, é enviada a mensagem no formato descrito na figura 4.45, se for 1 é enviada a mensagem no formato da figura 4.46.

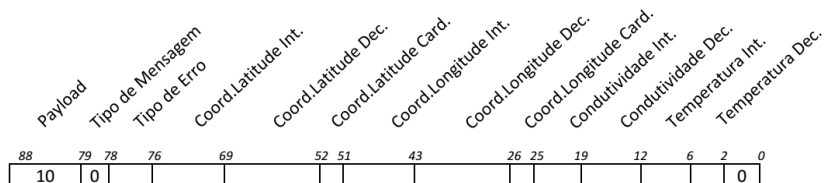


Figura 4.45: Composição detalhada da mensagem periódica

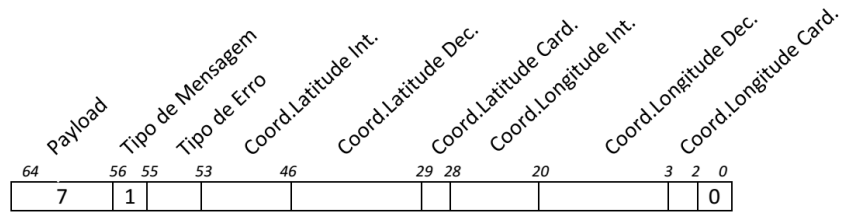


Figura 4.46: Composição detalhada da mensagem aperiódica

Ambas as mensagens são formadas através de operações *bitwise* às variáveis incluídas nas diferentes estruturas:

Byte 1

$((TipoDeMensagem \& 0x01) \ll 7) | ((TipoDeErro \& 0x03) \ll 6) | ((Coord.Latitude.Int \& 0x1F00) \gg 8)$

Byte 2

$(Coord.Latitude.Int \& 0xC0) | ((Coord.Latitude.Dec \& 0x1F800) \gg 11)$

Byte 3

$(Coord.Latitude.Dec \& 0x7F8) \gg 3$

Byte 4

$((Coord.Latitude.Dec \& 0x07) \ll 5) | ((Coord.Latitude.Card \& 0x01) \ll 4) | ((Coord.Longitude.Int \& 0xF0) \gg 4)$

Byte 5

$(Coord.Longitude.Int \& 0x0F) \ll 4 | ((Coord.Longitude.Dec \& 0x1E000) \gg 13)$

Byte 6

$(Coord.Longitude.Dec \& 0x1FE) \gg 1$

Byte 7

$((Coord.Longitude.Dec \& 0x1F) \ll 3) | ((Coord.Longitude.Card \& 0x1) \ll 2) | ((Condutividade.Int \& 0x30) \gg 4)$

Byte 8

$((Condutividade.Int \& 0x0F) \ll 4) | ((Condutividade.Decimal \& 0x78) \gg 3)$

Byte 9

$((Condutividade.Decimal \& 0x07) \ll 5) | ((Temperatura.Int \& 0x3E) \gg 1)$

Byte 10

$((Temperatura.Int \& 0x01) \ll 7) | (Temperatura.Decimal \& 0x0F)$

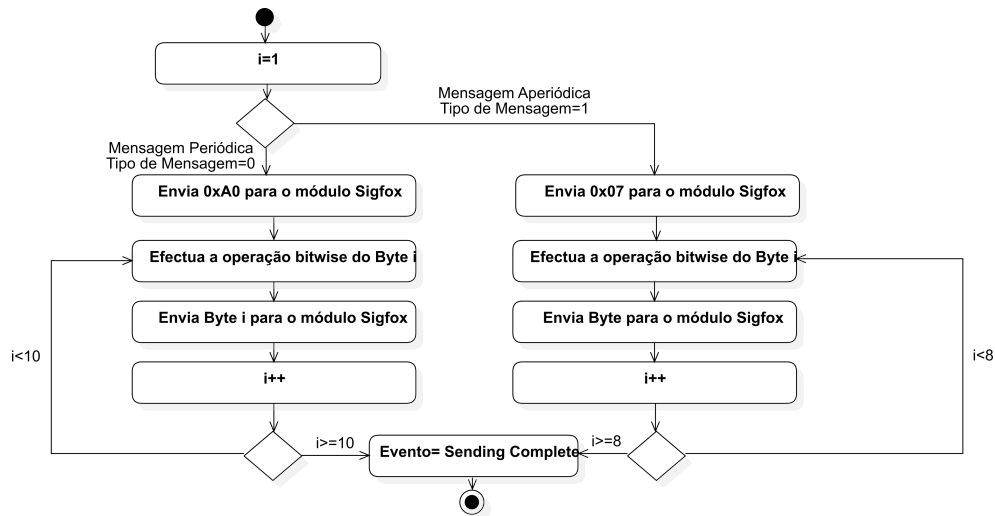


Figura 4.47: Algoritmo de formação da trama SIGFOX

4.3 Consumos Energéticos

4.3.1 μC

Com uma alimentação de 3.3V, frequência de relógio de 8 MHz e temperatura 25 ° C, o PIC18F26J13 tem, de acordo com [75], para cada modo de funcionamento os seguintes consumos energéticos:

Modo de Funcionamento	Consumo
<i>Deep Sleep</i>	150 nA
<i>Sleep</i>	9 μA
<i>Idle</i>	2.2 mA
<i>Run</i>	4.3 mA

Tabela 4.4: Tabela com os modos de funcionamento do μC PIC18F26J13 e respetivo consumo

O consumo, listado no *datasheet* [75], dos seus periféricos internos usados encontra-se tabelado em 4.5

Periférico	Consumo (Máx.)
ADC	11uA + 150 μA
Watchdog	8.0 μA

Tabela 4.5: Periféricos Internos do μC usados e respetivos consumos máximos

4.3.2 Periféricos e Blocos de Hardware

Os periféricos utilizados são o módulo GPS, SIGFOX e Acelerómetro. Os seus consumos, retirados dos respetivos *datasheets* [40] [82] [83], estão listados na tabela 4.6.

Periféricos

Periférico	Consumo
GPS	30mA
SIGFOX	59mA
Acelerómetro	6.5 μ A

Tabela 4.6: Periféricos usados e respetivos consumos máximos

Ao GPS existe ainda outro consumo associado, relativo ao consumo de *backup*, cujo propósito é reter informação mesmo quando o módulo é desligado e conseguir adquirir a posição mais rápida quando voltar a ser ligado. O consumo, de acordo com o *datasheet* [82], é de 8 μ A. Visto que este valor não tem impacto considerável em nenhum estado, à exceção do estado *Deep Sleep*, neste último é o único no qual o consumo é considerado.

Alimentação

A alimentação, dependendo do estado do dispositivo, pode ser mono ou bi-polar. As fontes de consumo comuns a ambas alimentações são os dois reguladores de tensão +3.3V, MCP1700T [84], que não podem ser desligados. Para gerar a tensão negativa de -3.3V é usado o inversor LM2776 [85], cujo funcionamento pode ser ativado ou desativado pelo μ C.

A tabela 4.7 sumariza o consumo das duas alimentações.

Alimentação	Consumo
Unipolar	3.2 μ A
Bipolar	103.2 μ A

Tabela 4.7: Tipo de alimentações e respetivo consumo energético

Condutividade

O bloco de *hardware* responsável pela medição da condutividade e detalhado em 4.1.3, é composto pelo conjunto de circuitos integrados listados em 4.8 e com o respetivo consumo energético, também detalhado. O consumo total, designado por $C_{Hw.Condutividade}$, é de 3.99 mA.

Circuito Integrado	Consumo
AD8226	425 μ A [86]
AD8601	750 μ A [87]
AD8603	50 μ A [88]
ADG709	1 μ A [89]
OPA197 (2)	2.6 mA [90]
REF3330	3.9 μ A [91]

Tabela 4.8: Consumo energético dos Circuito Integrados que compõe o *hardware* envolvido na medição da condutividade

Ainda no acondicionamento existem algumas partes do circuito capazes de aumentar o consumo de corrente significativamente, nomeadamente os divisores de tensão, descritos em 4.1.4 e 4.1.4, tem um consumo energético de 165 μ A.

$$I = \frac{V}{R} = \frac{3.3}{20k} = 165\mu A \quad (4.31)$$

Interruptores de Alimentação

Considerando desprezáveis os consumos de corrente adicionais pelo facto de os MOS-FETs não se comportarem como um ideal curto circuito ou circuito aberto, o consumo energético gerado pelas resistências de *pull-up*, de cada interruptor, explicados em 4.1.5, é dado por:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{3.3}{100k} = 11\mu A \quad (4.32)$$

4.3.3 Estado Ativo

Inicialização

No estado de inicialização, como os que os periféricos são ligados apenas por algumas frações de segundo para configuração e depois desligados, considera-se que o consumo dominante diz respeito ao μC .

$$C_{Inicializacao} = C_{\mu C Activo} + C_{Acelerometro} + C_{AlimentacaoUnipolar} \approx 4.32mA \quad (4.33)$$

Medição de Condutividade

O consumo instantâneo e constante na medição de condutividade é dado pela soma do consumo de todos os periféricos e circuitos envolvidos no processo, nomeadamente, o μC e o periféricos ADC, o bloco de *hardware* responsável pela medição do sinal e das fontes de alimentação usadas para produzir a alimentação bi-polar. No entanto, a este valor é ainda necessário considerar a corrente utilizada para polarizar a célula.

Assumindo a situação descrita em 3.1, isto é, a Ria de Aveiro, assume-se que a condutividade da água se encontra entre 40-45 mS/cm, de acordo com os resultados empíricos transmitidos pela Prof. Helena Silva, professora do Departamento de Biologia da Universidade de Aveiro. Por outro lado, de acordo com [92], a temperatura média à superfície da água do mar, é de 18 °C. Usando a célula **TetraCon 325**, que possui uma constante K_{ext} de aproximadamente 0.90 cm^{-1} , e considerando uma salinidade de 45 mS/cm, a solução será polarizada, $C_{PolarizacaoCelula}$, com aproximadamente 16 mA.

$$C_{Condutividade} = C_{Hw.Condutividade} + C_{\mu C \text{ Activo}} + C_{ADC} + C_{AlimentacaoBi-Polar} + C_{PolarizacaoCelula} + C_{Acelerometro} + C_{Interrup.Alimen.} + C_{Div.Res.} \approx 24.59mA \quad (4.34)$$

Aquisição de Sinal GPS

Como detalhado na máquina de estados 4.2.1, a aquisição do sinal é iniciada quando o dispositivo entra em modo *Acquiring*, depois de recebida uma mensagem de forma completa é verificado o estado da aquisição e a validade dos dados. Caso a posição ainda não se encontre fixa, o μC entra em modo de inatividade por um curto período de tempo.

No estado de aquisição (*Acquiring*)

$$C_{Acquisicao} = C_{\mu C \text{ Activo}} + C_{GPS} + C_{Acelerometro} + C_{Interrup.Alimen.} + C_{AlimentacaoUnipolar} \approx 34.34mA \quad (4.35)$$

Quando o μC se encontra inativo (*Fix Waiting*)

$$C_{FixWaiting} = C_{AlimentacaoUnipolar} + C_{GPS} + C_{WatchDog} + C_{\mu C \text{ Sleep}} + C_{Acelerometro} + C_{Interrup.Alimen.} + \approx 30.06mA \quad (4.36)$$

Parsing

$$C_{Parsing} = C_{AlimentacaoUnipolar} + C_{Acelerometro} + C_{Interrup.Alimen.} + C_{\mu C \text{ Activo}} \approx 4.35mA \quad (4.37)$$

Envio dos Dados

No estado de envio de dados, apenas o μC , o módulo SIGFOX e a fonte de alimentação unipolar permanecem ligados. O consumo instantâneo, calculado em (4.38), deste processo é de **63.3mA**.

$$C_{Sending} = C_{AlimentacaoUnipolar} + C_{\mu C \text{ Activo}} + C_{SIGFOX} + C_{Interrup.Alimen.} + C_{Acelerometro} + C_{GpsBackup} \approx 63.35mA \quad (4.38)$$

4.3.4 Estado Inativo

$$C_{Inativo} = C_{Unipolar} + C_{Acelerometro} + C_{WatchDog} + C_{\mu C \text{ DeepSleep}} + C_{GpsBackup} = 25.85\mu A \quad (4.39)$$

4.4 Custo da Solução

Nesta secção será avaliado o custo da solução considerando apenas os componentes. Embora a solução desenvolvida seja um protótipo, apenas faz sentido avaliar o preço da solução num contexto de produção em massa e por esse motivo os preços indicados para cada componente refletem o preço por unidade para compras superiores a 3000 unidades na loja de comercio *Farnell*.

Somando os custos calculados nas sub secções, o sistema apresenta um custo total de **49.3 €**.

4.4.1 Circuitos Integrados

O preço total do conjunto de circuitos integrados listados em 4.9 é 6.52 €.

Componente	Unidades	Modelo	Fabricante	Preço por Unidade (€)
InAmp	1	AD8226	Analog Devices	1.33
OpAmp	2	OPA197	Texas Instruments	0.63
Mosfet	3	TSM2311CX	Taiwan Semiconductor	0.11
OpAmp	1	AD8603	Analog Devices	0.69
OpAmp	1	AD8601	Analog Devices	0.40
Multiplexer	1	ADG709	Analog Devices	1.61
Regulador +3.3V	2	MCP1700T	Microchip	0.25
Inversor -3.3V	1	LM2776	Texas Instruments	0.38
Tensão Referência	1	REF3330	Texas Instruments	0.71

Tabela 4.9: Custo dos circuitos integrados que integram a solução proposta

4.4.2 Componentes Passivos

O preço total do conjunto de componentes passivos listados em 4.10 é 1.84 €.

Componente	Unidades	Preço Total (€)
Resistências	30	0.33
Condensadores	42	0.31
Ferrite	3	0.11
Conectores	4	0.69
Botão <i>Reset</i>	1	0.40

Tabela 4.10: Custo dos componentes passivos que integram a solução proposta

4.4.3 Periféricos

O preço total do conjunto de periféricos listados em 4.11 é 27.80 €.

Periférico	Unidades	Modelo	Fabricante	Preço por Unidade (€)
SIGFOX	1	RC1682-SIG	RadioCrafts	14.17
GPS	1	FGPMMOPA6H	Global Top	11.00
μC	1	PIC18F26J13	Microchip	2.26
Acelerómetro	1	MMA8652	NXP	0.55
Termómetro	1	DS18B20	ELENKER	2.10

Tabela 4.11: Custo dos periféricos que integram a solução proposta

4.4.4 Outros Componentes

O preço do conjunto de componentes da tabela 4.12 é 12.34 €.

Componente	Unidades	Modelo	Fabricante	Preço por Unidade (€)
Bateria	1	ER14505P	EVE	4.45
Antena SIGFOX	1	2J5015PCB	2J	0.31
Antena GPS	1	-	-	7.58

Tabela 4.12: Custo dos componentes que integram a solução proposta

Capítulo 5

Resultados e Análise

Sumário

Neste capítulo serão descritos os resultados obtidos referentes à medição da condutividade, aquisição da geoposição, transmissão SIGFOX e autonomia energética.

5.1 Circuito de Medição da Condutividade

Nesta seção encontram-se demonstrados os resultados obtidos em diferentes testes referentes à parte do sistema responsável por medir a condutividade. Em primeiro lugar são testados os módulos responsáveis pela medição de corrente e tensão, depois, é testado o parte do sistema de medição da condutividade como um todo.

Para os testes de tensão e corrente foram usados como referência os valores medidos pelo multímetro AX-8450 do fabricante *Axiomet*.

5.1.1 Medições individuais a pontos e blocos relevantes

Tensões de Alimentação

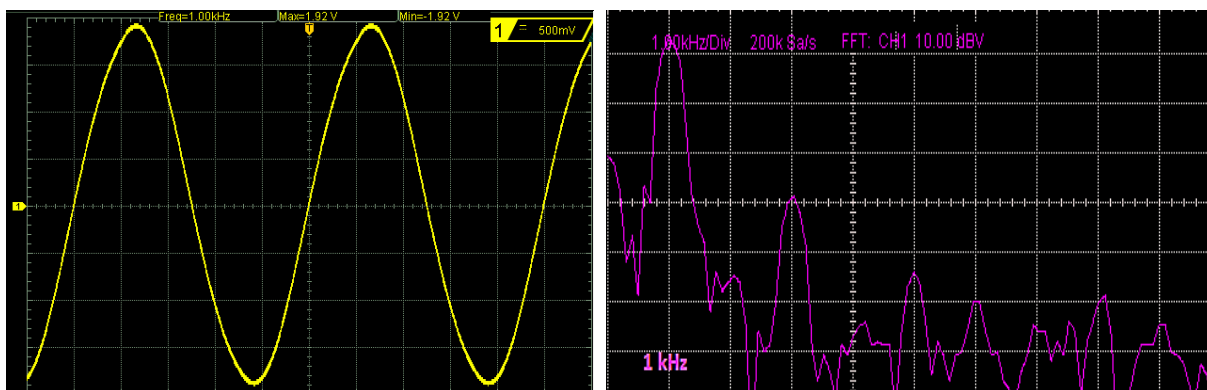
À temperatura ambiente, 25 °C, foram medidas as tensões de alimentação e referência usadas no circuito. Os seus valores encontram-se tabelados em 5.1.

Parâmetro	Valor de Tensão Medido (V)
V_{ref3V}	3.002
$V_{ref1.5V}$	1.5006
$V_{dd3.3V}$	3.302
$V_{ss-3.3V}$	-3.211

Tabela 5.1: Tensões de Alimentação e Referência Medidas

Sinal de Excitação da Célula

Na figura 5.1a encontra-se o sinal de excitação da célula e na figura 5.1b a respetiva análise FFT. Ambos os *screenshots* foram retirados do osciloscópio RIGOL DS1054Z.



(a) Sinal de excitação

(b) Análise FFT do sinal de excitação

Figura 5.1: Representação do sinal de polarização da célula

A frequência registada do sinal é de 1.00 kHz e a tensão eficaz medida foi **1.286 V**. O valor máximo de *offset* DC medido foi de **3 mV**. Através da FFT registou-se ainda as amplitudes de tensão eficaz de cada harmónico que compõe o sinal. O valor eficaz de cada um encontra-se tabelado em 5.2.

Harmónico	Amplitude Eficaz (V)
1	1.3183
2	0.0316
3	0.0057
4	0.0015

Tabela 5.2: Amplitude Eficaz dos Harmónicos do sinal sinusoidal usado para polarização da célula

Amostragem ADC

Na figura 5.2 encontra-se o resultado da amostragem pela ADC de um sinal de tensão lido pela sonda nos elétrodos da célula. Cada ponto da figura corresponde a um nível da ADC, que corresponde por sua vez a um ponto de tensão instantânea da onda. Os pontos circundados a vermelho representam um período de onda, que é composto por 44 amostras.

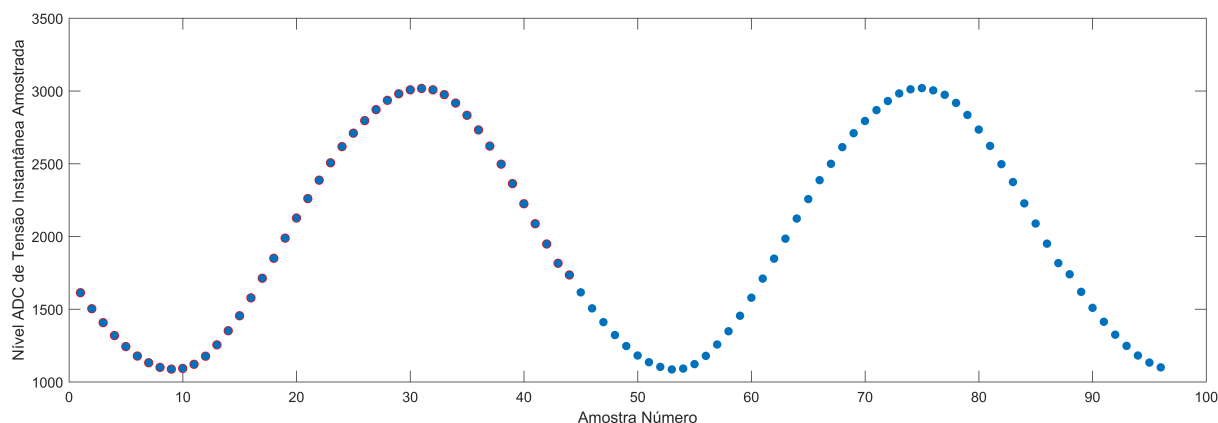


Figura 5.2: Representação gráfica dos níveis da ADC, que correspondem a valores de tensão instantânea, resultantes da amostragem de um sinal sinusoidal

Análise

Apreciando os valores de tensão medidos presentes na tabela 5.1, pode-se afirmar que os valores estão de acordo com o esperado. As tensões de referência 3V e 1.5V, que afetam diretamente o erro da medição, possuem um erro absoluto de 2mV e 600 uV, respetivamente. Este erro encontra-se dentro do valor máximo de 3 mV, estimado em B.10.1 e B.10.1.

A figura 5.1a revela que o sinal usado para excitar a célula de condutividade não aparenta ter distorção. Examinando a FFT do sinal, figura 5.1b, e a tabela 5.2, constata-se que as amplitudes das frequências harmônicas apresentam uma atenuação muito significativa em relação a amplitude da frequência fundamental 1 kHz, mais concretamente, aproximadamente -32 dB para o segundo harmónico e -47 dB para o terceiro.

O valor eficaz de tensão do sinal medido, **1.286 V**, é 66mV superior ao valor estimado teoricamente em B.6. O fenómeno pode ser explicado pelo facto da onda quadrada não ter uma tensão de pico exatamente de 3.3V, como foi assumido no cálculo teórico, e pela variação da frequência de corte provocada pelas tolerâncias dos componentes. Considerando que o valor mínimo de resistência esperado medir, de acordo com a equação (4.6), é aproximadamente 63 Ω , este aumento de tensão eficaz traduz-se num aumento do valor de corrente eficaz igual a 1.05mA. Somando este valor ao valor máximo esperado, determinado em 4.1.3, tem-se que o valor de corrente máxima que o sistema terá de medir será aproximadamente 20.39 mA. Esta diferença foi acautelada no dimensionamento do circuito e no algoritmo de cálculo de ganho, não prejudicando o correto funcionamento do circuito ou afeta a gama de condutividade capaz de medir.

Registou-se uma componente DC de 3 mV, um *offset* que é baixo e que afasta a possibilidade de ocorrência de eletrólise da solução.

Observando a figura 5.2, verifica-se que a ADC efetuou 44 amostras por período de onda, o que significa que embora tenha sido configurada para amostrar a uma frequência de 55 kHz, encontra-se a amostrar a aproximadamente 44 kHz. Este fenómeno é justificado pelos atrasos induzidos pelo *firmware* entre amostras. Contudo, a figura demonstra que com 44 amostras a interpretação da onda permanece bastante satisfatória.

5.1.2 Medição da tensão eficaz

Para testar o desempenho do módulo responsável pela medição da queda tensão entre os elétrodos internos da célula e perceber o seu impacto no erro da determinação da condutividade, foi montado o *setup* da figura 5.3. Este é composto por 3 partes distintas, a parte responsável por geração do sinal sinusoidal, o voltímetro usado como instrumento referência e o potenciômetro, usado para criar uma variação de tensão no ponto intermédio do divisor de tensão.

Neste teste foram realizadas 20 medições em cada um dos 15 sinais com valores eficazes de tensão entre 100.2 mV e 790.0 mV. Os resultados encontram-se tabelados em 5.3. Na figura 5.4, encontra-se o gráfico que traça a relação entre o erro relativo máximo observado em função do valor referência.

Resultados

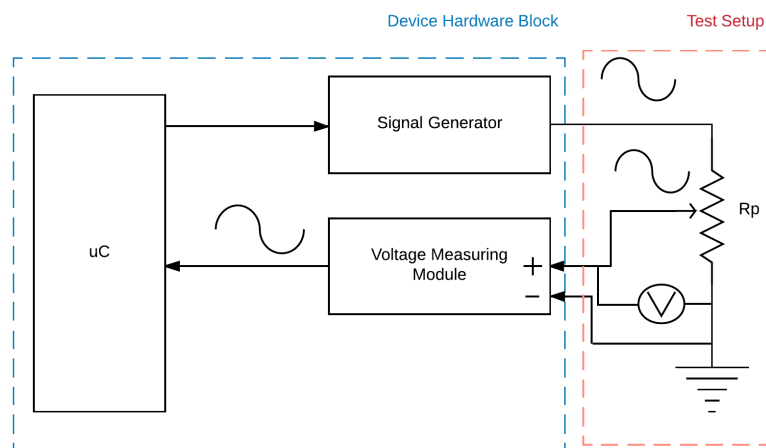


Figura 5.3: *Setup* de teste do módulo de medição de tensão

Referência	Valor eficaz medido (mV)			Erro Relativo (%)	Desvio Padrão (mV)
Valor Eficaz (mV)	Máximo	Mínimo	Média	Máximo	
100.2	100.3	100.1	100.20	0.10	0.05
120.0	120.2	120.0	120.04	0.17	0.05
170.1	170.4	169.9	170.09	0.17	0.05
200.8	201.1	201.0	201.04	0.15	0.03
276.3	276.9	276.8	276.82	0.22	0.04
300.1	300.6	300.4	300.53	0.17	0.05
347.4	348.3	348.1	348.22	0.26	0.06
399.9	400.8	400.7	400.77	0.23	0.04
457.5	458.6	458.4	458.54	0.24	0.08
509.5	510.6	510.5	510.59	0.22	0.05
551.0	552.2	552.1	552.13	0.22	0.06
611.5	612.8	612.7	612.78	0.21	0.06
690.7	692.0	691.9	691.97	0.29	0.05
723.3	724.8	724.7	724.79	0.21	0.08
790.0	791.3	791.2	791.24	0.16	0.05

Tabela 5.3: Comparação entre valores de tensão eficaz referência e o valor lido no instrumento de teste

No gráfico da figura 5.5, foi traçada a relação entre o erro máximo relativo registado na medição dos valores referência de tensão eficaz, tabelados em 5.3.

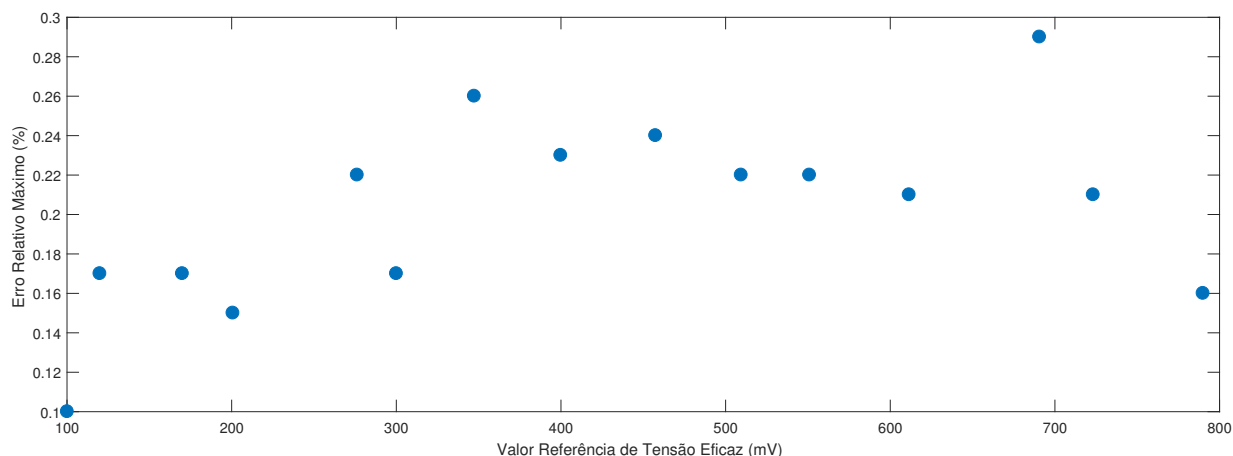


Figura 5.4: Gráfico da relação entre valores de tensão eficaz referência e erro máximo relativo registrado na sua medição

No gráfico da figura 5.5, foi traçada a relação entre o valor médio medido e o valor referência de tensão eficaz.

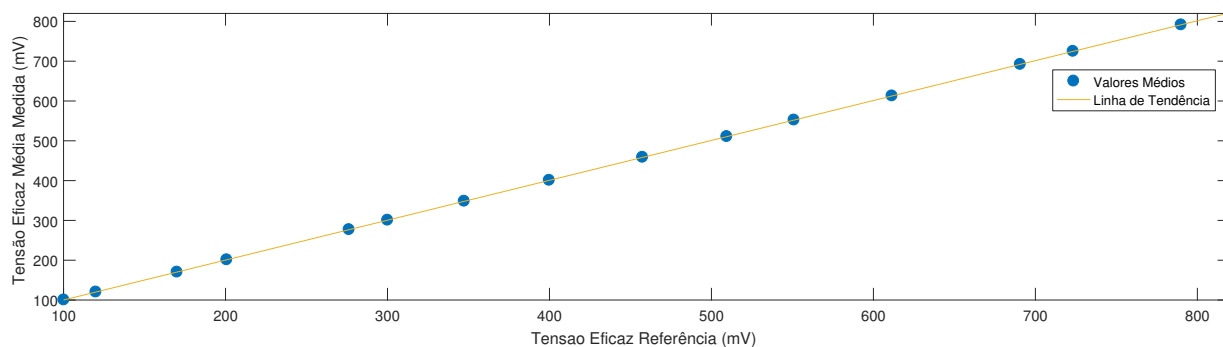


Figura 5.5: Gráfico de valores de tensão eficaz média obtidos na medição da tensão eficaz de sinais referência

Na tabela 5.4, estão contempladas as medidas efetuadas, ao longo da gama de tensão, a grupos 3 valores de tensão consecutivos e espaçados de 100 uV.

Referência	Medido
Valor Eficaz (mV)	
169.7	169.9
169.8	170.0
169.9	170.1
239.9	240.2
240.0	240.3
240.1	240.4
303.9	303.4
304.0	303.5
304.1	303.6
457.0	457.9
457.1	458.0
457.2	458.1
562.5	563.7
562.6	563.8
562.7	563.9
650.8	652.0
650.9	652.1
651.0	652.2
700.0	701.4
700.1	701.5
700.2	701.6

Tabela 5.4: Comparação entre valores de tensão eficaz referência e o valor lido no instrumento de teste

Análise

O bloco responsável pela medição de tensão apresenta um erro relativo máximo de 0.29 % e um erro absoluto máximo de 1.5 mV.

O gráfico da figura 5.4 mostra que o erro relativo é aproximadamente constante em toda a gama, o que indica que o erro de *offset* introduzido pelo InAmp e pela tensão de referência não tem expressão. Por este motivo, o erro da medida é essencialmente derivado do erro de ganho introduzido pelo InAmp e pela ADC.

Como demonstra o gráfico da figura 5.5, o sistema tem um comportamento linear entre o sinal de entrada e a sua resposta.

Em termos de dispersão, o valor de desvio padrão máximo observado, arredondado às décimas de mV, foi 0.1 mV, o que mostra a baixa variação das medidas. Assumindo que os resultados das medições assumem uma distribuição normal, pode-se através do valor do desvio padrão, determinar a incerteza máxima do sistema. De acordo com [93], para uma distribuição normal a probabilidade de um valor estar entre mais ou menos 3 desvios padrão em relação à média é de 99.7%, por conseguinte, pode-se afirmar que o sistema tem uma incerteza máxima de $\pm 300\mu V$ com um grau de confiança de 99.7%.

A tabela 5.4 demonstra que ao longo de toda a gama a variação do valor de tensão eficaz em 100 μV produziu uma variação na saída de igual valor, o que permite afirmar

que o sistema tem pelo menos uma resolução de $100 \mu V$.

5.1.3 Medição de Corrente

Neste teste foram realizadas 20 medições a 24 sinais com valores de corrente eficaz diferentes e cujo valor de corrente eficaz referência foi determinado com o amperímetro AX-8450 *Axiomet*. Os valores de corrente estão compreendidos entre a gama de $11 \mu A$ e 20.042 mA . O *setup*, representado na figura 5.6, pode ser decomposto em 3 partes distintas, a parte responsável por geração do sinal sinusoidal, o amperímetro usado como referência e o potenciômetro, usado para variar a carga do circuito e, conseqüentemente, a corrente a medir.

Resultados

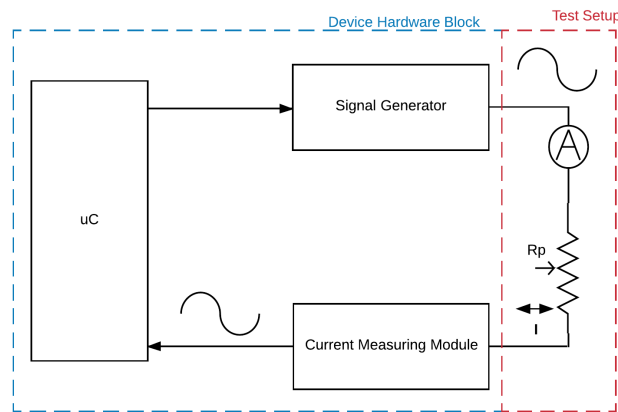


Figura 5.6: *Setup* de teste do módulo de medição de corrente

Os resultados de medição para diferentes valores de corrente encontram-se tabelados em 5.5 e representados na figura 5.7.

Referência	Valor eficaz medido pelo dispositivo			Erro Relativo (%)	Desvio Padrão (uA)
Valor Eficaz (mA)	Máximo (mA)	Mínimo (mA)	Média (mA)	Máximo	
0.0110	0.0221	0.0219	0.0220	100	0.04
0.0632	0.0661	0.0661	0.0661	4.45	0.05
0.0818	0.0845	0.0843	0.0844	3.06	0.06
0.1257	0.1278	0.1277	0.1278	1.67	0.08
0.5163	0.5192	0.5190	0.5191	0.58	0.08
0.7232	0.7270	0.7268	0.7269	0.51	0.05
1.5812	1.5888	1.5887	1.5888	0.43	0.47
3.439	3.445	3.444	3.445	0.17	0.15
4.216	4.221	4.220	4.420	0.11	0.50
5.301	5.305	5.304	5.305	0.07	0.16
6.253	6.274	6.273	6.273	0.32	0.35
7.358	7.383	7.380	7.380	0.34	0.69
8.239	8.261	8.260	8.261	0.27	0.33
9.217	9.245	9.244	9.244	0.30	0.40
10.153	10.184	10.183	10.183	0.31	0.29
11.018	11.050	11.048	11.050	0.29	0.60
12.848	12.886	12.885	12.886	0.30	0.52
13.504	13.524	13.521	13.522	0.15	0.45
14.516	14.555	14.553	14.555	0.27	0.38
15.830	15.873	15.869	15.871	0.27	0.56
16.379	16.423	16.417	16.417	0.27	0.41
17.771	17.824	17.817	17.820	0.30	0.58
18.458	18.517	18.516	18.517	0.32	0.48
19.796	19.865	19.864	19.864	0.34	0.32
20.042	20.110	20.107	20.108	0.34	0.59

Tabela 5.5: Valores mínimos, médios e máximos e erro máximo relativo obtidos na medição de correntes eficazes referência

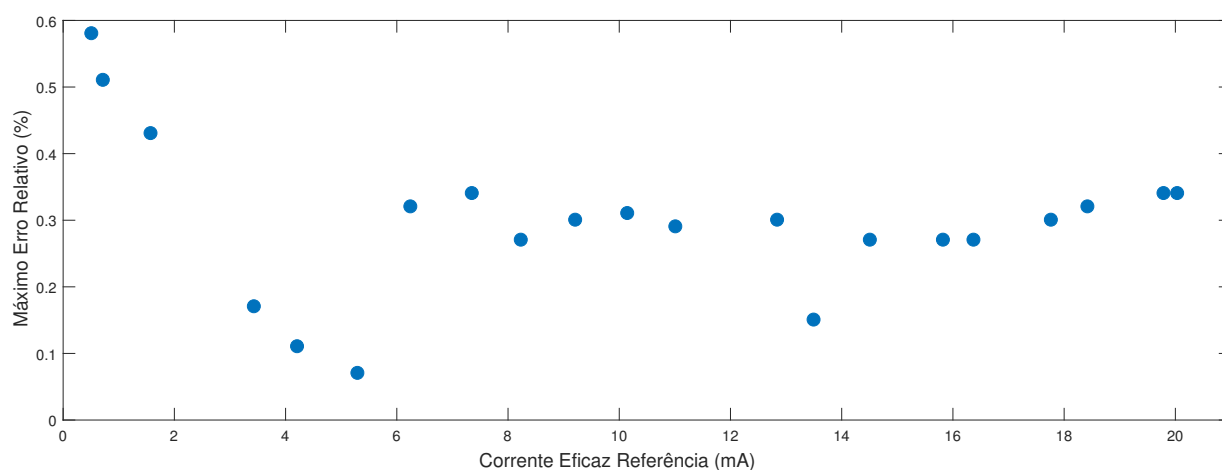


Figura 5.7: Gráfico exibe o erro relativo máximo obtido na medição de correntes eficazes referência entre

No gráfico da figura 5.8, foi traçada a relação entre o valor médio registrado na medição dos valores referência de corrente eficaz, tabelados em 5.3.

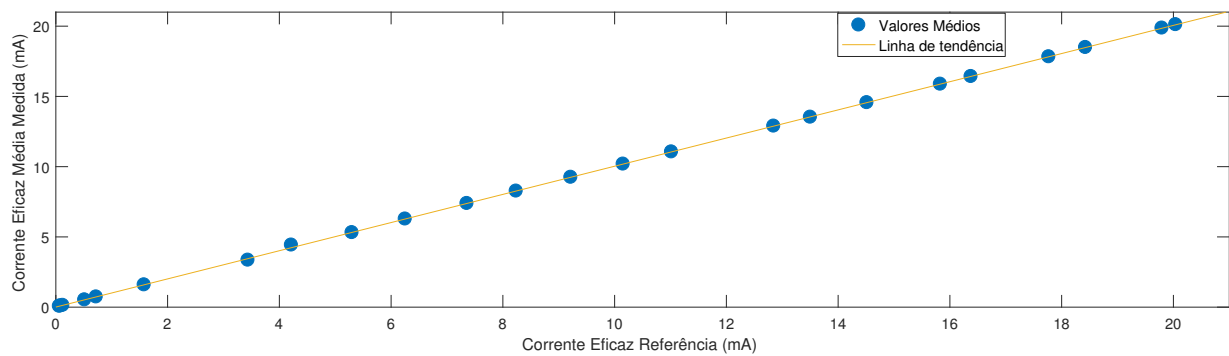


Figura 5.8: Gráfico da relação entre valores de corrente eficaz referência e erro máximo relativo registado na sua medição

Na tabela 5.6 estão contempladas as medidas efetuadas ao longo da gama de corrente, divididas em grupos 3 valores de corrente consecutivos e espaçados de $1\mu\text{A}$.

Referência	Medido
Valor Eficaz (mA)	
0.319	0.324
0.320	0.325
0.321	0.326
1.610	1.620
1.611	1.621
1.612	1.622
4.670	4.673
4.671	4.674
4.672	4.675
6.826	6.849
6.827	6.850
6.828	6.851
8.954	8.979
8.955	8.980
8.956	8.981
10.652	10.682
10.653	10.683
10.654	10.684
13.536	13.550
13.537	13.551
13.538	13.552
17.348	17.392
17.349	17.393
17.350	17.394
19.415	19.472
19.416	19.473
19.417	19.474

Tabela 5.6: Comparação entre valores de corrente eficaz referência e o valor lido no instrumento de teste

Análise

Para a análise dos resultados referidos na tabela 5.5, a gama de medição será dividida em dois conjuntos, o primeiro é composto pelo conjunto de medições feitas entre $11\mu A$ e $561.3\mu A$ e o segundo pelas restantes medições.

No primeiro conjunto, verifica-se erros relativos muito altos, tendo o seu máximo, 100%, no início da gama. Contudo, assiste-se a uma drástica descida do erro nas medições seguintes, o que demonstra que o erro neste conjunto é totalmente dominado pelo erro de *offset*. Tendo em conta que a tensão eficaz produzida pelo andar TIA para estes 4 valores de corrente está entre 6 e 70 mV, percebe-se que os erros introduzidos pelo *offset* dos OpAmps OPA197 e AD8603, mesmo estando na ordem das centenas de μV , o erro introduzido pela tensão de referência e o erro de amostragem da ADC têm um impacto muito significativos em medições de correntes com esta magnitude.

Considerando apenas os valores medidos superiores a $516.3\mu A$, foi traçado o gráfico da figura 5.7 que relaciona o erro relativo máximo da medição para cada valor referência de corrente. Nesta parte da gama verifica-se um erro relativo máximo de 0.51% e um erro absoluto máximo de $68\mu A$, assistido na medição ao valor referência de 20.042 mA. O facto do erro registado ser menor na zona de correntes entre 3 e 6mA, pode ser justificado com o mecanismo de auto-ganho, discutido em 4.1.3, e com a tabela 4.1, onde se verifica que há uma gama que começa entre 2mA e termina 6mA. Isto significa que nesta gama de correntes, o valor da resistência real encontra-se mais próximo do seu valor nominal do que nas restantes gamas. Por outro lado, nos restantes valores de corrente, o ganho relativo permanece uniforme em torno dos 0.3%, sendo por isso um erro de ganho.

O desvio padrão máximo registado em toda a gama foi de $0.69\mu A$. Como descrito em 5.1.2, este valor representa uma incerteza máxima de $\pm 2.27\mu A$ com um grau de confiança de 99.7% .

O gráfico da figura 5.8, prova a linearidade entre o valor referência de corrente do sinal de entrada e o valor determinado pelo sistema.

Tal como realizado no módulo de medição de tensão, a tabela 5.6 lista 9 conjuntos de valores referência onde cada trio se encontra distanciado de $1\mu A$ e mostra que no valor medido se registou igual variação. Partindo do pressuposto que os conjuntos de valores fornecem uma representação fiável do comportamento ao longo de toda a gama, pode-se concluir que o sistema possui uma resolução de, pelo menos, $1\mu A$.

5.1.4 Célula de Condutividade

Nesta secção são mostrados os resultados obtidos na medição das constantes de célula (K_{int}) da célula comercial e da célula desenvolvida no âmbito desta dissertação.

Para determinar a constante de célula, foi colocada a célula em várias soluções à temperatura de $25 \pm 0.1^\circ C$ e efetuadas 15 medições diferentes em 5 soluções com concentrações conhecidas entre 0.25 mS/cm e 57.9 mS/cm. Determinada a resistência da água e sabendo a sua condutividade, foi calculada, através da equação (5.1), a constante de cada célula.

Resultados

$$K_{celula} = \sigma * R \quad cm^{-1} \quad (5.1)$$

No gráfico da figura 5.9 são exibidos os valores obtidos de constante geométrica das duas células. O valor de fábrica da célula comercial **TetraCon325** é $0.475 \pm 1.5\% \text{ cm}^{-1}$ e o valor teórico da célula desenvolvida é 0.49 cm^{-1} .

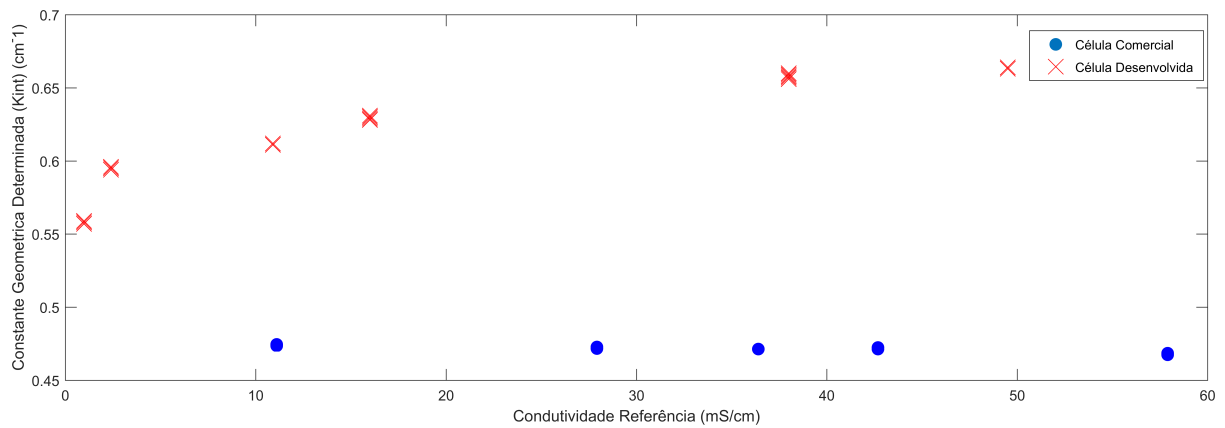


Figura 5.9: Resultados da determinação da constante geométrica da célula comercial e da célula desenvolvida no âmbito desta dissertação

No gráfico da figura 5.10 são apenas demonstrados os valores determinados da constante K_{int} da sonda comercial, TetraCon325.

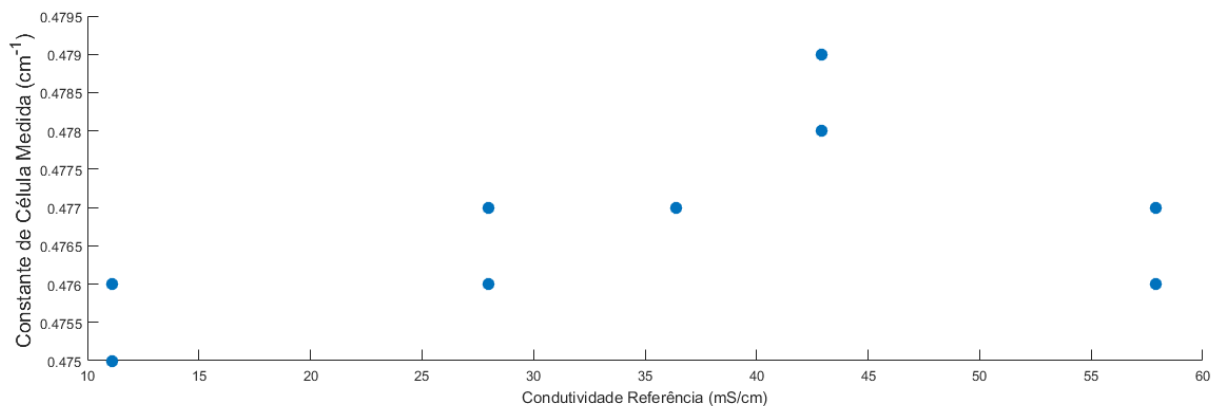


Figura 5.10: Resultados da determinação da constante geométrica da célula comercial

Análise

Analisando o gráfico da figura 5.9, constata-se que a constante da célula desenvolvida tem um valor entre 5 a 10% superior ao esperado teoricamente e encontra-se significativamente dependente da condutividade do líquido com o qual é determinada a sua constante, mostrando uma tendência de crescimento com o aumento da condutividade. A sua variação máxima absoluta foi de 0.1 cm^{-1} , o que, na gama de condutividade definida para este sistema pode representar uma variação máxima de 10 mS/cm.

Por seu turno, a célula comercial mostra variações pouco significativas em toda a gama de medição, o que descarta a possibilidade de as variações excessivas verificadas na célula desenvolvida terem como causa o sistema desenvolvido nesta dissertação.

No gráfico da figura 5.10, onde são analisados com maior detalhe os valores determinados da constante da célula comercial, verifica-se que o máximo erro relativo em relação ao seu valor especificado de 0.475 cm^{-1} é de 0.8%. Este erro é inferior à sua tolerância de 1.5%, especificada na sua documentação.

5.1.5 Validação Termómetro

O sensor de temperatura utilizado, como referido em 4.1.4, é o sensor DS18B20, que, de acordo com o *datasheet* do fabricante [94], o sensor tem uma exatidão em toda a gama de, pelo menos, $\pm 0.5 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

Neste teste efetuado, foram efetuadas medições de temperatura entre a gama de funcionamento do sistema, 0 e $35 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Mais concretamente, foram tiradas medições espaçadas de $1 \text{ }^{\circ}\text{C}$ entre os 0 e $15 \text{ }^{\circ}\text{C}$, depois, até aos $35 \text{ }^{\circ}\text{C}$, espaçadas de $2 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Estas medições têm o propósito de validar o funcionamento do sensor, a sua exatidão e traçar a linearização da sua resposta.

Resultados

No gráfico da figura 5.11, encontra-se traçada a relação entre a temperatura referência, o valor lido no sensor e o respetivo erro absoluto.

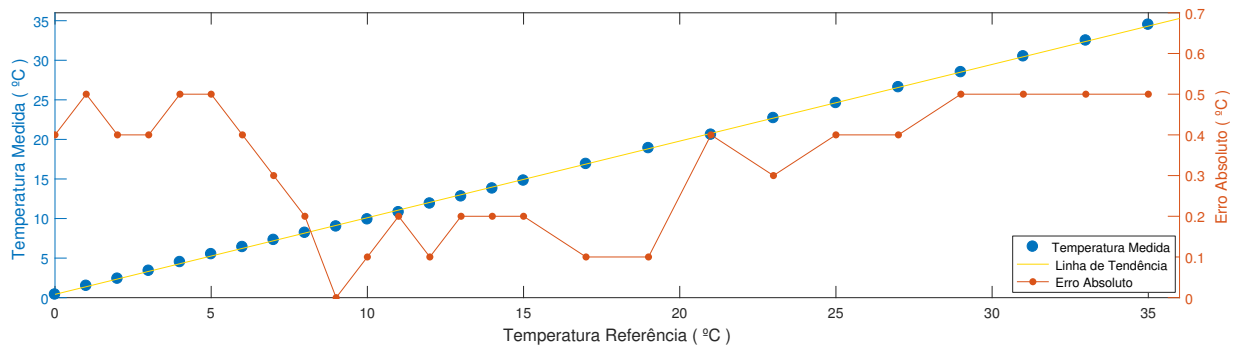


Figura 5.11: Gráfico da relação entre a temperatura referência, o valor medido e o respetivo erro absoluto

A reta a verde, corresponde à linearização da resposta do sensor. A equação de primeira que aproxima a resposta do sensor, y , o valor referência, x , é dada por:

$$y = 0.969 * x + 0.42 \quad (5.2)$$

Análise

Analisando os resultados do gráfico presente na figura 5.11, verifica-se que a resposta do sensor é linear com a variação da entrada e que o máximo erro absoluto medido, 0,5 °C, encontra-se de acordo com as especificações do sensor. A variação do erro ao longo da gama encontra-se de acordo com o gráfico de erro típico do sensor, representado na figura 1 do *datasheet* [94] do fabricante. A equação da reta de tendência, equação (5.2), entre os valores lidos e o valor referência, permite, para este sensor é particular, obter uma melhor aproximação do valor real de temperatura.

5.1.6 Condutividade

Para a realização do teste de medição de condutividade foram efetuadas 25 medições a 19 soluções diferentes com um valor de condutividade determinado pelo equipamento referência composto pelo condutímetro **ProfiLine Cond3110** e a célula **TetraCon 325**, descrita em 4.1.11, ambos equipamentos do fabricante *WTW*.

O equipamento referência apenas apresenta valores de condutividade normalizada e esta é feita através de um algoritmo não linear cujos os coeficientes de compensação de temperatura são desconhecidos. Por este motivo, apenas foram concretizadas medições a soluções cuja temperatura se encontrava a 25 °C, evitando assim que a medida fosse também afetada por erros introduzidos pelo algoritmo de compensação. Desta forma, o valor de condutividade normalizado, exibido no equipamento de referência, é igual ao valor específico de condutividade, cuja determinação é feita no equipamento em teste.

De forma a cobrir toda a condutividade específica correspondente à gama de condutividade normalizada e temperatura gama de temperaturas, definidas em 3.1.1, foram usados

os valores mínimo e máximo de condutividade específica, determinados em 4.1.3, que correspondem a $4 \mu\text{S}/\text{cm}$ e $72.6 \text{ mS}/\text{cm}$, respetivamente. Contudo, dada a instabilidade das leituras no próprio instrumento de referência, dos valores de condutividade na ordem dos $\mu\text{S}/\text{cm}$, foram apenas concretizadas medidas a partir dos $191 \mu\text{S}/\text{cm}$.

Para evitar que oscilações de temperatura, e consequentemente de condutividade, afetassem a caracterização do sistema, a temperatura da solução foi monitorizada no decorrer das medições. As medições no qual a variação de temperatura foi igual ou superior a 0.1°C , foram descartadas.

A determinação inicial da temperatura da solução foi determinada usando o condutímetro **ProfiLine Cond3110** e o termómetro incorporado na sonda **TetraCon 325**. De acordo com a documentação que acompanha, a calibração de fábrica do termómetro, efetuada em 05/2016, garante uma exatidão de $\pm 0.1^\circ\text{C}$.

Resultados

Referência(mS/cm)	Condutividade medida (mS/cm)			Erro Relativo (máx.) (%)	Desvio Padrão (mS/cm)
	Máximo	Mínimo	Médio		
0.1912	0.1934	0.1921	0.19279	1.19	0.0004
0.365	0.367	0.360	0.3611	1.22	0.004
0.875	0.872	0.863	0.8685	1.35	0.003
2.12	2.13	2.11	2.122	0.47	0.01
4.79	4.78	4.75	4.774	0.84	0.01
7.8	7.81	7.77	7.80	0.30	0.01
14.98	14.92	14.91	14.924	0.44	0.003
23.1	23.2	23.1	23.19	0.44	0.01
27.2	27.1	27.0	27.00	0.74	0.02
30.4	30.1	30.1	30.16	0.89	0.01
32.6	32.4	32.4	32.46	0.48	0.01
38.9	38.6	38.6	38.59	0.64	0.01
45.5	45.6	45.5	45.46	0.22	0.02
50.6	50.0	50.0	49.96	1.19	0.01
54.9	54.7	54.6	54.63	0.55	0.02
60.2	59.7	59.7	59.71	0.84	0.01
64.9	64.8	64.6	64.67	0.47	0.05
66.3	65.8	65.8	65.69	0.76	0.02
72.9	73.2	73.1	73.08	0.41	0.03

Tabela 5.7: Valores mínimos, médios e máximos e erro máximo relativo obtidos na medição de condutividades referência

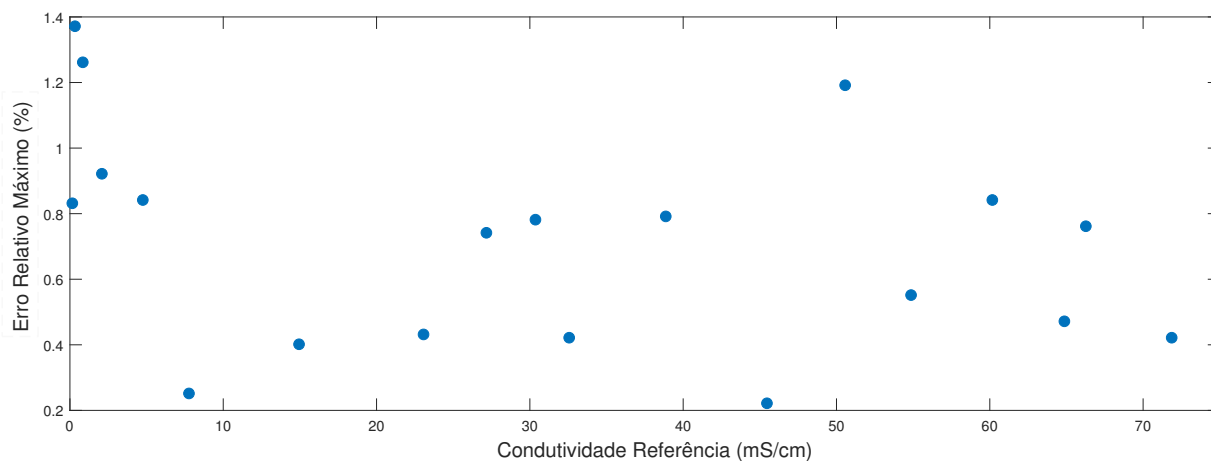


Figura 5.12: Gráfico da relação entre condutividade referência e respetivo erro relativo da medição

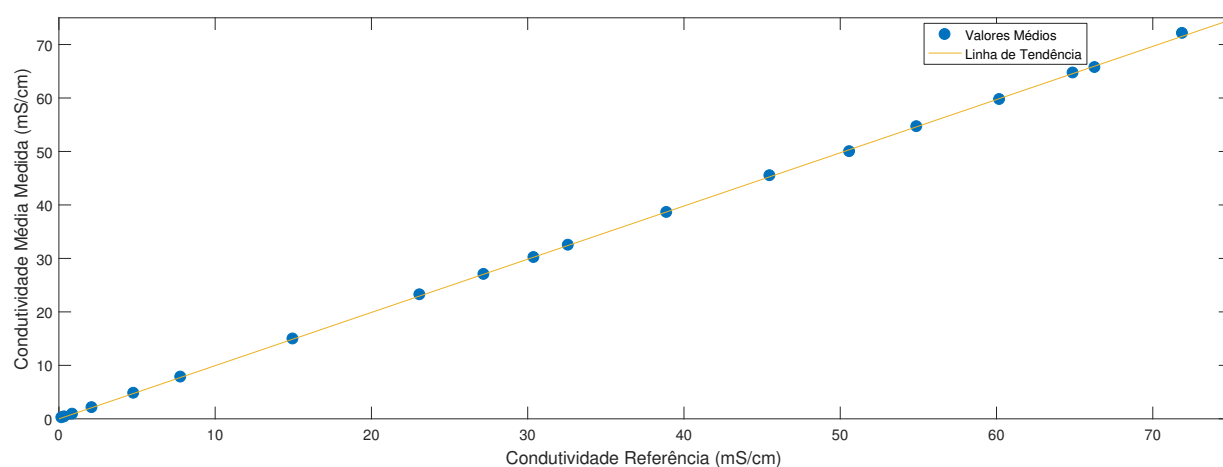


Figura 5.13: Gráfico da relação entre condutividade referência e o valor médio medido

Na tabela 5.8 fez-se mais uma vez, uma determinação da resolução do sistema ao longo da gama. Dado que o condutivímetro possui uma resolução de 0.01 mS/cm entre 2 e 19.99 e 0.1 mS/cm entre 20.0 e 199.0 mS/cm B.11.1, esta é a resolução máxima que se pode verificar.

Referência	Medido
Condutividade a 25 °C (mS/cm)	
2.57	2.55
2.58	2.56
2.59	2.57
8.91	8.89
8.92	8.90
8.93	8.91
16.21	16.15
16.22	16.16
16.23	16.17
28.3	28.2
28.4	29.3
28.5	29.4
34.1	33.8
34.2	33.9
34.3	34.0
40.2	39.4
40.3	39.5
40.4	39.6
57.1	56.6
57.2	56.7
57.3	56.8
69.4	69.8
69.5	69.9
69.3	70.0

Tabela 5.8: Comparação entre a variação de valores de condutividade referência e a variação do valor lido pelo sistema em teste

Para compreender melhor a dependência da condutividade específica com a temperatura, foi submetida uma solução, composta por água destilada e cloreto de sódio, com condutividade de 44.4 mS/cm a uma variação de temperatura entre aproximadamente 3 e 36 °C. A evolução da condutividade específica com a temperatura encontra-se patente no gráfico da figura 5.14. O coeficiente de temperatura observado entre 20 e 30 °C foi de 2.1%/°C.

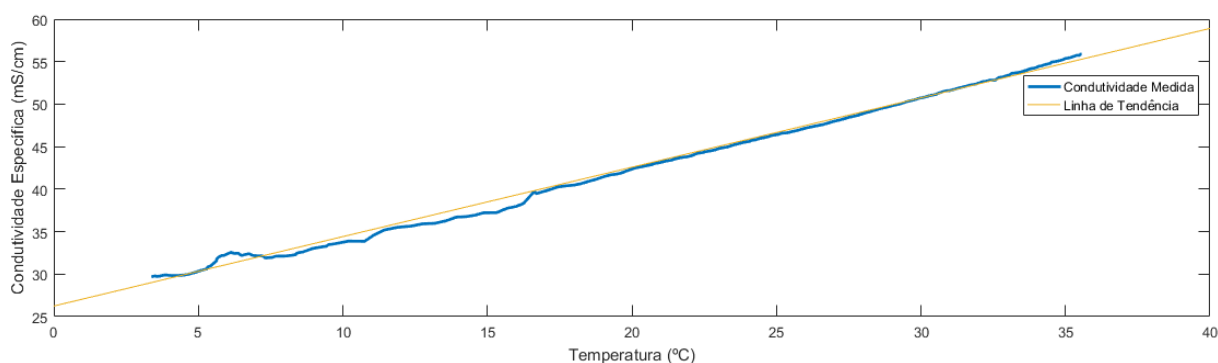


Figura 5.14: Gráfico da relação entre condutividade específica e a temperatura

Análise

Nas medições efetuadas ao longo de toda a gama e tabeladas em 5.7 verificou-se que a medição de condutividade específica a 25 °C apresenta um erro relativo máximo de 1.35 %.

Analisando o comportamento do gráfico da figura 5.12 constata-se que o erro relativo é aproximadamente o dobro do valor médio do resto da gama. Este erro pode ser justificado pelo elevado erro relativo verificado nas medições de corrente que são, para esta célula em particular, obtidas nesta gama de condutividade. Analisando a gama a partir desse ponto, percebe-se que o erro varia consideravelmente entre medições, o que pode ser indicador da presença de erro aleatório.

No contexto da resolução do sistema, os resultados presentes na tabela 5.8 estão, como é evidente, limitados à resolução do equipamento referência. Tendo esse aspeto em conta, em soluções à temperatura de 25 °C, o sistema apresentou uma resolução igual ao equipamento de referência, isto é, uma resolução de 0.01 mS/cm nos dois valores pertencentes à gama entre 2 e 20.99 mS/cm e uma resolução de 0.1 mS/cm nos 4 valores pertencentes à gama entre 40 e 69 mS/cm.

Analisando a incerteza, verifica-se um desvio padrão máximo de 0.05 mS/cm ao longo de toda a gama. O valor é baixo e por conseguinte, indica que a resposta do sistema é aproximadamente constante para a mesma entrada. A partir do desvio padrão, determina-se que o sistema tem no pior caso uma incerteza de $\pm 0.15 \text{ mS/cm}$ com um grau de confiança de 99.7%.

Analisando o gráfico que demonstra os resultados práticos do teste à variação da condutividade específica com a temperatura, verifica-se que para o líquido usado existe uma zona não linear, nomeadamente entre aproximadamente os 4 e os 17 °C, contudo para temperaturas superiores a resposta é linear. O coeficiente de temperatura de 2.1 %/C, encontra-se na gama dos valores definidos em A.4.

5.2 SIGFOX

Nesta secção são demonstrados e analisados os testes efetuados à rede SIGFOX. Estes testes incidem sob os aspetos de cobertura, fiabilidade da rede e sob a validação da receção das mensagens no portal de *backend*.

5.2.1 Resultados

Receção das Mensagens no portal WEB

Uma das interfaces que possibilita a visualização das mensagens transmitidas na rede SIGFOX por um determinado módulo é na plataforma *web* disponibilizada pela SIGFOX. Nesta interface, todas as mensagens transmitidas que chegam ao serviço de *backend* e respetiva informação, são armazenadas, organizadas e tabeladas de acordo com o dispositivo

que as transmitiu. É ainda possível implementar para cada dispositivo algoritmos de decodificação do conteúdo da mensagem, permitindo assim mostrar na interface de forma imediata, junto de cada mensagem, as informações que foram transmitidas.

A figura 5.15 exibe a receção de algumas mensagens do módulo em teste e cujo seu número de identificação é F321D.

Time	Delay (s)	Header	Data / Decoding	Location	Base station	RSSI (dBm)	SNR (dB)	Freq (MHz)	Rep	Callbacks
2017-06-19 17:35:26	1.1	0000	eeccf0f0dddf0ae0f0		0EA0	-136.00	14.82	868.0908	1	
2017-06-19 17:33:01	< 1	0000	eeccf0f0dddf0ae0f0		0EA0	-135.00	15.76	868.1218	1	

Figura 5.15: Mensagens transmitidas pelo módulo SIGFOX F321D

Cobertura

Na rede SIGFOX, existem três parâmetros que podem ajudar a avaliar a qualidade da ligação entre o módulo e a rede SIGFOX [95]. São eles, o parâmetro Relação Sinal Ruído (SNR), o Indicador de Potência do Sinal Recebido (RSSI) e, permitindo aferir a redundância, o número de *base stations* que recebem a mensagem. Como descrito em 2.4.2, todos os parâmetros são disponibilizados no serviço de *backend* para todas as mensagens transmitidas.

O serviço SIGFOX fornece ainda um indicador de qualidade de ligação que é baseado nos últimos dois parâmetros mencionados, RSSI e número de *base stations* que receberam a mesma mensagem. A forma de como estes parâmetros caracterizam o indicador encontra-se explicada em B.22.

Este indicador, que também será usado nesta dissertação para qualificar os resultados obtidos, caracteriza a cobertura qualitativamente com quatro graus distintos, nomeadamente: Muito Boa, Boa, Mediana e no Limite.

Na zona da Ria de Aveiro e junto a zonas de salinas, foram realizados testes ao longo 11 locais diferentes, marcados no mapa da figura 5.16. Em cada um destes locais foram enviadas 5 mensagens de 12 bytes e registado na tabela 5.9 o pior conjunto de parâmetros observado.

Localização	RSSI(dBm)	SNR(db)	Número de Estações	Indicador de Qualidade de Ligação
A	-133	18.13	3	Bom
B	-120	32.09	3	Bom
C	-131	20.24	3	Bom
D	-133	19.07	3	Bom
E	-136	14.86	3	Bom
F	-133	17.32	3	Bom
G	-123	26.24	3	Bom
H	-119	37.05	3	Muito Bom
I	-120	31.22	3	Muito Bom
J	-131	18.95	3	Bom
K	-133	17.72	3	Bom

Tabela 5.9: Resultados de cobertura das 11 localizações marcadas no mapa da figura 5.16

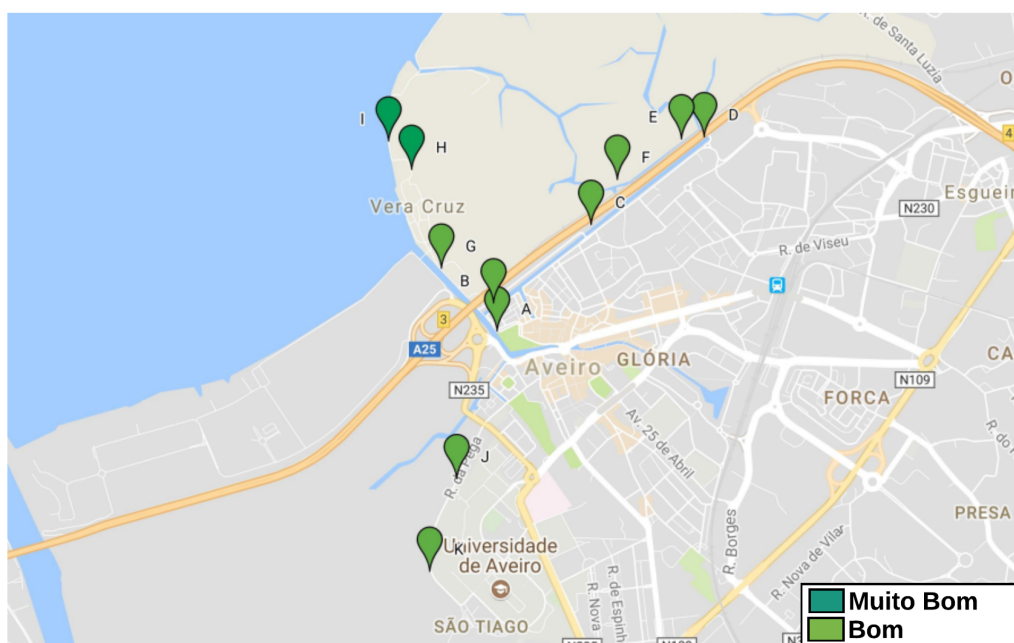


Figura 5.16: Mapa dos locais onde foi feita a avaliação da cobertura, na tabela 5.9 da rede SIGFOX. (Adaptado de *Google Maps*)

Transmissão de mensagens

Para testar a robustez da comunicação, o módulo SIGFOX foi colocado durante aproximadamente 24 horas a efetuar transmissões de 10 em 10 minutos em dois locais diferentes, marcados na figura 5.17. O ponto 1 foi escolhido por se localizar no centro urbano de Aveiro e, por conseguinte, representa um ambiente mais adverso às comunicações. O ponto 2 foi escolhido por representar numa zona de baixa densidade e por se localizar junto de alguns

dos campos de cultivo de salicórnia, onde a solução poderá vir a ser instalada.

Os resultados foram:

	Mensagens Transmitidas	Mensagens Recebidas	Taxa de Sucesso
Localização 1	141	126	89%
Localização 2	141	141	100%

Tabela 5.10: Avaliação da taxa de sucesso na transmissão de 141 mensagens através da rede SIGFOX



Figura 5.17: Mapa da localização dos dois pontos onde foi testada a transmissão de múltiplas mensagens (Adaptado de *Google Maps*)

5.2.2 Análise

Nos testes efetuados em redor da Ria de Aveiro, os resultados discriminados na tabela 5.9 mostram que todas as mensagens transmitidas foram recebidas com bons indicadores de qualidade de ligação. Outro dado importante, é que todas as mensagens foram captadas por 3 *base stations* diferentes. Este dado revela que a rede apresenta uma redundância significativa, o que, como discutido em 2.4.2, é fundamental para maximizar a proteção da transmissão contra interferências e, como consequência, quanto maior for o seu número menor será a probabilidade de falhas na transmissão.

Em termos fiabilidade da rede, na zona da periferia da Aveiro, localização 2 na figura 5.17, registou-se um desempenho excelente, com 100% de taxa de sucesso na transmissão, enquanto na zona de elevada densidade, a taxa de sucesso diminuiu para os 89%. Em linha com as afirmações do parágrafo anterior, a taxa de transmissão de 100% na localização 2 é suportada pelo número de *base stations* que captaram as mensagens transmitidas naquela zona. Por outro lado, na localização 1 verificou-se que apenas uma *base station*

se encontrava a detetar as mensagens transmitidas, o que aumenta a probabilidade de falha de transmissão e, por conseguinte, é natural a diminuição do número de envios bem sucedidos.

5.3 GPS

Nesta secção serão concretizados testes ao módulo GPS que validem os eu funcionamento, determinem o tempo que demora adquirir uma posição válida e será ainda analisado o impacto que o número de satélites tem na exatidão da posição determinada.

5.3.1 Resultados

Duração do processo de aquisição de geolocalização

Como descrito em 4.1.6, o GPS possui vários tipos de arranque que se refletem em períodos de aquisição diferentes. Foram realizadas 10 medidas, com antena externa, para os arranques *Cold Start* e *Warm Start*. No primeiro, a alimentação de todo o circuito foi desligada e reiniciada após 10 segundos, enquanto no segundo, a alimentação do GPS foi desligada, mas a alimentação *GPS Backup* permaneceu ativa.

Na tabela 5.11, encontram-se registadas as durações dos períodos que o módulo levou a fixar uma posição com 4 satélites.

Tipo de Arranque	Médio(s)	Mínimo (s)	Máximo (s)
<i>Cold Start</i>	45.8	39	54
<i>Hot Start</i>	9.2	4	14

Tabela 5.11: Tabela com resultados do teste ao período necessário para o módulo GPS possuir uma posição válida a partir dos modos de arranque *Cold* e *Hot Start*.

Exatidão

Para determinar o impacto do número de satélites na exatidão da aquisição da posição do dispositivo, foi realizado um teste onde, utilizando as coordenadas adquiridas pelo módulo GPS com 4, 5, 6, 7 e 8 satélites e comparando-as com a ferramenta *Google Maps*, foi determinado o erro médio para cada constelação de satélites. As coordenadas para cada constelação foram adquiridas 5 vezes.

5.3.2 Análise

Os resultados efetuados aos modos *Cold Start* e *Hot Start*, demonstram que este último diminui muito significativamente o tempo de aquisição do módulo, contudo a duração registada em ambos os modos é muito superior à especificada na *datasheet* do fabricante [82].

Nº Satélites	Erro Médio (m)	Desvio Máximo (m)
4	7	10
5	10	12
6	5	7
7	4.5	5.5
8	4	4.5

Tabela 5.12: Relação entre o número de satélites usados para adquirir a geolocalização e o seu respetivo erro médio e desvio máximo

Ainda assim, esta funcionalidade permite diminuir drasticamente o período de consumo do módulo GPS. Tendo em conta que o consumo instantâneo do módulo GPS é aproximadamente 30 mA e a diferença máxima entre os dois modos de arranque foi 50 segundos, então pode-se afirmar que o arranque Hot Start, embora tenha um consumo permanente de 7 μA , deve ser usado em detrimento do arranque *Cold Start*.

Os resultados da 5.12 demonstram que mesmo com apenas quatro satélites o erro médio e o desvio máximo de 7 e 10 metros, respetivamente, são bastante aceitáveis para soluções que não necessitem de grande exatidão e precisão, como se pode considerar o caso.

5.4 Consumos Energéticos e Autonomia Energética

Nesta secção o sistema é testado do ponto de vista energético a fim de determinar qual é a sua autonomia energética. Para isso foram medidos os consumos instantâneos de cada esta do sistema e respetiva duração.

5.4.1 Resultados

Consumos Instantâneos

Os consumos instantâneos foram avaliados verificando o consumo máximo atingido em cada estado. Este valor foi medido colocando um amperímetro em série, o *Axiomet AX-8450*, entre a alimentação e a ficha do circuito e ativando apenas um estado de cada vez. No estado *Ec Measuring* foi avaliado o consumo com a medição de uma solução com um valor de condutividade normalizada de 42.7 mS/cm e temperatura de 20 °C, dado que são aproximadamente estas as características típicas esperadas medir na água da Ria de Aveiro e da água no cultivo da água no cultivo da Salicórnica 4.3.3.

Duração dos estados

Para a determinação da duração real de cada estado, foi ligado o dispositivo a um terminal série com a funcionalidade *timestamp* ativa. Sempre que se dava o início ou o fim de um estado era enviada para o terminal essa informação e registado o momento de receção deste.

<i>Estados</i>	Consumo Instantâneo (Máx.)
<i>Init</i>	2.32 mA
<i>Acquiring</i>	25.2 mA
<i>Fix Waiting</i>	22 mA
<i>Deep Sleep</i>	15 μA
<i>Ec Measuring</i>	25.9 mA
<i>Sending</i>	48 mA
<i>Parsing</i>	2.60 mA

Tabela 5.13: Consumo instantâneo máximo medido nos estados definidos na máquina de estados do sistema

Para o estado *acquiring* foi usado o valor médio já registado em 5.3.1 para o arranque *Hot Start*.

<i>Estados</i>	Duração (s)
<i>Init</i>	4.5
<i>Acquiring</i>	9.2
<i>Deep Sleep</i>	17294
<i>Ec Measuring</i>	12.3
<i>Sending</i>	9.4
<i>Parsing</i>	1.2

Tabela 5.14: Duração medida dos estados definidos na máquina de estados do sistema

5.4.2 Análise

Começando a análise pelo consumo energético, é importante notar as várias diminuições nos consumos de cada estado medidos em relação aos calculados e esperados em 4.3. Todos os estados, à exceção do estado de medição de condutividade, revelam diminuição nos consumos instantâneos, inclusive o estado que ocupa a grande maioria do período de funcionamento, o estado *Deep Sleep*. Esta diminuição é em parte justificada, pelo facto dos consumos instantâneos verificados considerados em 4.3, terem sido os valores máximos referenciados nos respetivos *datasheets*. O que se verifica é que os valores típicos são bastante mais baixos.

No contexto de determinação da autonomia, considerou-se que ao longo da vida da bateria, o número de execuções do *Estado de alerta* ou *Fix Waiting* serão insignificantes para terem um impacto considerável. Por outro lado, como explicado em 4.2.4, é contabilizado que o estado *Init* é executado duas vezes por ciclo.

Através da duração de cada estado observada, 5.14, é calculada a percentagem de tempo que cada um ocupa em um ciclo de funcionamento, ciclo este, que corresponde à soma das durações de todos os estados. Posteriormente, em (5.3), é estimada a autonomia energética multiplicando a percentagem de tempo ocupado por cada estado pelo respetivo consumo instantâneo medido e registado na tabela 5.13.

Processo	Estado	Duração (segundos)	Consumo Instantâneo	Ocupação no ciclo (%)
Inicialização e Configuração	<i>Init</i>	4.5*2	2.32 mA	0.05
Medição Condutividade e Temp.	<i>EcMeasuring</i>	12.3	25.9	0.07
Aquisição de posição	<i>Acquiring</i>	9.2	25.2	0.05
Processamento de Coordenadas	<i>Parsing</i>	1.2	2.6mA	0.01
Codificação e Envio de Informação	<i>Sending</i>	9.4	48 mA	0.06
Inativo	<i>Deep Sleep</i>	17 294	15 μ A	99.76

Tabela 5.15: Medições de consumo energético e duração de cada estado do sistema

Somando o resultado da multiplicação entre os consumos instantâneos e percentagem de ocupação do ciclo de cada módulos temos o equivalente a uma corrente instantânea de $82.0\mu A$. O que para uma bateria de 2700 mAh, mencionada em 4.1.5, resulta, de acordo com a equação (5.3), numa longevidade energética de **1372 dias**, aproximadamente, **3 anos e 273 dias**.

$$Longevidade(dias) = \frac{Capacidade\ Bateria(mAh)}{24 * Consumo\ InstantaneoTotal(mA)} \approx 1372dias \quad (5.3)$$

Capítulo 6

Conclusões e trabalhos futuros

Sumário

Neste capítulo serão apresentadas as conclusões finais ao trabalho realizado nesta dissertação e discutidas sugestões de melhorias e alterações que devem ser concretizadas num trabalho futuro.

6.1 Conclusões do trabalho

Analisando os objetivos propostos em 1.3, pode-se afirmar que todos eles foram cumpridos. Foi desenvolvido com sucesso um protótipo que implementou, tanto na componente de *hardware* como de *firmware*, todas as funcionalidades propostas para a solução, nomeadamente, a medição de condutividade, comunicação sem fios, baixo consumo energético, geolocalização e alarmística.

Analisando os resultados que dizem respeito ao circuito de medição de condutividade, os testes realizados registaram um erro máximo de 1.35% em toda a gama. Dado concretizadas medições de condutividade específica até 72.9 mS/cm, pode-se considerar que este valor de erro é válido para toda a gama de condutividade normalizada e respetiva gama de temperatura, definida em 3.1.1. Por conseguinte, o sistema, tendo em conta os objetivos para este trabalho, apresenta um erro significativamente inferior.

O resultados apresentados pelo sensor de temperatura mostram que o erro máximo verificado foi 0.5 °C. Considerando um coeficiente de temperatura de 2.1 %/°C, significa que o erro máximo gerado pela compensação será de 1.05 %. Somando este erro ao erro de medição permite concluir que os valores de condutividade compensada estarão ainda consideravelmente abaixo do limite de erro de exatidão de 5 %, especificado em 3.1.1.

De acordo com os teste realizados, a resolução proposta de 0.01 mS/cm e 0.1 mS/cm foi atingida nas medições efetuadas a 25 °C. Esta verificação valida que a resolução do sistema não só à temperatura de 25 °C, como também entre 25 e 35 °C, pois a variação entre valores de condutividade específica aumenta com a temperatura. Embora não tenha sido possível validar para a restante gama de temperaturas, é expectável que o sistema também apresente essa resolução, dado que nos resultados dos testes concretizados aos módulos de medição de corrente e tensão, as resoluções de ambos, que teoricamente permitem a resolução de condutividade em toda a gama satisfazerem as condições impostas em 4.1.3.

A célula desenvolvida nesta dissertação revelou ter uma constante variável de acordo com a condutividade da solução, o que tornou inviável o seu uso nesta dissertação. Além disso, a robustez mecânica e física revelaram que a célula desenvolvida está muito longe de oferecer a qualidade de uma solução comercial. Contudo, o elevado preço das soluções comerciais são um incentivo ao desenvolvimento de uma célula própria, e por esse motivo, o trabalho realizado nesse âmbito nesta dissertação é um bom ponto de partida.

Em termos das especificações de funcionamento, foram implementadas com sucesso todas as funcionalidades definidas em 3.1, através de uma máquina de estados, proporcionando autonomia total no funcionamento do sistema e a capacidade de resposta a estímulos exteriores com o propósito alarmístico. O sistema efetua 5 transmissões diárias de medições de condutividade, temperatura e geolocalização. Visto que não existe uma necessidade de grande exatidão nos dados de geolocalização e se verificou em 5.3.1, que o módulo GPS usando 4 satélites obtém posição com uma exatidão de 7 metros, o sistema foi configurado para aceitar coordenadas com esse número de satélites. Desta maneira, o tempo de aquisição torna-se mais curto e, como consequência, a longevidade energética da solução é aumentada.

Em termos de comunicação, o uso da rede SIGFOX e os testes a si efetuados comprovam

que esta solução é uma escolha acertada para realizar as comunicações no cenário desta dissertação, zona da Ria de Aveiro, dado que provou ter nesta região ótimos indicadores de cobertura e robustez. Por outro lado, a facilidade com o que o processo de integração dos módulos na rede foi concretizado e a inexistência da necessidade de instalação de qualquer infraestrutura, aceleraram o processo de desenvolvimento do protótipo.

Do ponto de vista de autonomia, de acordo com os cálculos feitos em 5.4, estima-se que a solução possa atingir uma autonomia de 3 Anos e 273 dias, o se encontra muito próximo de satisfazer o requisito energético de 4 a 5 anos, proposto em 3.1. Contudo, dado que foram sempre considerados os consumos instantâneos máximos observados, pode-se afirmar que esta estimativa é conservadora e por conseguinte, a meta dos 4 anos pode estar ao alcance do atual sistema.

6.2 Trabalho Futuro

De uma perspetiva global, existem em praticamente todas as vertentes do trabalho nesta dissertação aspetos que merecem ser reequacionados, melhorados ou reformulados. Para uma melhor compreensão e organização, as sugestões para trabalho futuro serão organizadas em diferentes secções.

6.2.1 Condutividade

Na medição da condutividade há diversos aspetos que podem e devem ser aprofundados num trabalho futuro.

Testes

Nesta dissertação os testes foram na grande maioria feitos à temperatura ambiente. A limitação de equipamento e tempo, impediram que uma bateria de testes alargada a toda a gama de temperatura fosse feita. Nesse sentido, uma das prioridades num eventual trabalho futuro deve ser a realização de mais testes que permitam caracterizar melhor a resolução e o erro ao longo de toda a gama. Para isso, deverão ser incluídas duas peças fundamentais, e que nesta dissertação não se encontravam disponíveis, um equipamento que permita regular a temperatura da solução, como por exemplo, um "Banho Maria", e um condutímetro referência com um maior número de funcionalidades. Tais como, deve possibilitar a visualização de valores de condutividade específica, ou compensada, desde que o utilizador possa definir o coeficiente de temperatura. Outro aspeto importante, é o da possibilidade de armazenar ou transmitir os dados para o computador, evitando assim que os testes tenham de ser todos manuais e consequentemente mais demorados, mais difíceis de concretizar e suscetíveis a erros do operador.

Outro aspeto que ficou por validar na prática, foi a compatibilidade do sistema com a gama de constantes de célula definidas em 3.1.1. Nesse sentido, sugere-se a medição de condutividades com várias células diferentes.

Célula de Medição

Ao nível da célula de condutividade desenvolvida no âmbito desta dissertação, seria importante aprofundar a pesquisa na identificação de quais serão as razões que levaram a ocorrência do fenómeno de grande variação da constante de célula medida.

Ainda ligado à vertente de interface com o meio, seria bastante importante evoluir a solução para conseguir fazer medições diretamente no solo, de forma a obter resultados mais exatos sobre a salinidade na zona radicular da salicórnia. Este processo poderá eventualmente ser alcançado com outro tipo de célula ou com semelhante á usada neste dissertação, como sugerido em [96].

Ao nível do sistema, seria uma mais valia tornar este compatível com sondas de 2 eléctrodos. Para tal, sugere-se que se comece por estudar a dependência da impedância gerada pela sonda com a frequência. Se esta dependência for insignificante, possivelmente bastará apenas fazer um curto circuito entre os pinos I+ e V+ e I- e V-. Caso contrário, teria de ser quantificada a diferença de fase entre os dois sinais, corrente e tensão, a fim de determinar o valor da parte real da impedância. Para tal, sugiro a adição de um medidor de diferença de fase, podendo este ser concretizado com um detetor de zero e um *timer* do μC , a fim de calcular o desfasamento temporal da passagem em zero dos dois sinais.

Método de Medição de Condutividade

O método de medição da condutividade é o ponto que deve merecer maior reflexão num eventual futuro desenvolvimento. Mais concretamente, na forma de polarização da sonda, sendo claramente mais vantajoso o uso de uma fonte de corrente em detrimento de uma fonte de tensão. A principal razão é que a constante geométrica externa, no caso de 4 eléctrodos, deixa de ser um aspeto que determina a compatibilidade entre a célula e o equipamento de medida. Outra vantagem muito importante, é o facto de ser possível controlar a corrente com que a célula é polarizada, abrindo assim, a possibilidade de o uso de correntes mais baixas. Diminuindo assim o consumo energético das medições e consequentemente aumentando a longevidade energética da solução.

Outro aspeto que merece um estudo mais aprofundado é o acondicionamento dos sinais de corrente e tensão, mais especificamente através de um circuito de detetor de pico ou eventualmente simplesmente um filtro que produza um sinal dc com a tensão média da senoide. No entanto, seria relevante primeiramente estudar a distorção do sinal para mais que um tipo de sonda em testes a sólidos e líquidos.

6.2.2 Funcionamento em Ambiente Não Controlado

Como já referido a maioria dos testes foram efetuados à temperatura ambiente e em ambientes controlado. Dado que o funcionamento no exterior é um ponto muito importante da solução proposta, deverão ser efetuados testes mais intensos e duros ao sistema. Nomeadamente testes ao nível da resiliência à temperatura, condições climáticas adversas e testes que validem, por exemplo, se as funcionalidades e especificações se mantêm

para todas as temperaturas de funcionamento e com largos períodos de funcionamento ininterrupto.

6.2.3 Alimentação a Bateria

Gestor de Carga

Como trabalho futuro a nível de *hardware* e no âmbito da alimentação do circuito, seria importante o desenvolvimento de um gestor de carga. Este módulo teria duas funcionalidades muito importantes, nomeadamente, a proteção do circuito caso houvesse algum curto circuito derivado de mau isolamento do dispositivo e por outro lado, poderia alertar o utilizador que a bateria se encontra perto de ficar carga e por isso, que deveria ser feita a sua substituição.

Autonomia Real

Do ponto de vista de autonomia energética, existem vários aspetos que não foram contabilizados quando foi estimada a autonomia do sistema. Isto não signifique que na realidade esta seja pior, pois a estimativa realizada em 5.4 pode-se considerar bastante conservadora, contudo, existem vários aspetos que não foram tidos em conta, como o seu real ritmo de descarga ou sua degradação com o tempo e condições climáticas não ideais, entre outros. Por esse motivo, é pertinente a realização de testes que permitam perceber com melhor fiabilidade qual é a autonomia média do circuito proposto.

6.2.4 Geolocalização

Do ponto de vista da geolocalização, seria interessante implementar e testar o serviço de geolocalização *SPOT'IT* da rede SIGFOX. Pois apresenta inúmeras vantagens, nomeadamente a redução de preço e consumo energético.

6.2.5 Desenvolvimento de software de aquisição e processamento da informação transmitida para a rede SIGFOX

Embora este segmento do projeto se enquadre na área de *software*, no seguimento do desenvolvimento desta solução é fundamental o desenvolvimento de aquisição automática das mensagens que chegam ao serviço de *backend* e efetue a respetiva decodificação destas. Posteriormente, usando os dados de condutividade específica e organize a informação transmitida de uma forma simples e imediata.

6.2.6 Otimização de custo de alguns componentes

Analisando o custo da solução estimado em 4.4 é evidente que existe um grande desequilíbrio no custo dos periféricos, provocado principalmente pelos módulo GPS e SIGFOX.

No caso do primeiro módulo, analisando o preço médio dos *transceivers* em [97], constata-se que mantendo o mesmo sistema de geolocalização é difícil reduzir o impacto do seu custo. Contudo, no caso do *transceiver* SIGFOX, o preço atual dos módulos desceu muito significativamente em relação ao preço aquando a escolha do *hardware*, estando atualmente disponíveis *transceivers* a 1.74 €[63]. Este preço baixaria o custo da solução em 23%, para 37 €.

Bibliografia

- [1] HyperPhysics, “Band Theory for Solids.” <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/Solids/band.html>. (accessed 2017-03-18T15:06:39Z).
- [2] Eutech, “Conductivity/Total Dissolved Solids/Salinity.”
- [3] Mettler Toledo, “Conductivity measurement: Linear temperature compensation.”
- [4] Jenway, “The effect of temperature on conductivity measurement.”
- [5] J. J. Barron and C. Ashton, “The effect of temperature on conductivity measurement,” *TSP*, vol. 7, no. 73, pp. 1–5, 2005.
- [6] WTW, “Cond 3110 - Operating Manual.”
- [7] Greisinger Electronics, “Conductivity Measuring Devices.”
- [8] Jenway, “Model 3540 Combined pH & Conductivity Meter Operating Manual.”
- [9] Emerson Process Management, “THEORY AND APPLICATION OF CONDUCTIVITY,” 2010.
- [10] K.-W. (SG), “KIT - Alumni.” <https://www.ibt.kit.edu/english/1210.php>, 09.06.2009 13:21. (accessed 2017-04-29T17:39:31Z).
- [11] Mettler Toledo, “Conductivity Guide,” 2013.
- [12] J. E. B. Randles, “Kinetics of rapid electrode reactions,” *Discussions of the Faraday Society*, vol. 1, p. 11, 1947.
- [13] Gamry Instruments, “Basics of EIS: Electrochemical Research-Impedance.” <https://www.gamry.com/application-notes/EIS/basics-of-electrochemical-impedance-spectroscopy/>, 7 1993. (accessed 2017-03-16T12:14:32Z).
- [14] Radiometer Analytical, “Conductivity: Theory and Practice,” 2004.
- [15] WTW, “WTW – Conventional pocket meters ProfiLine Cond 3310.” <https://www.wtw.com/en/products/product-categories/portable-meters/portable-meters/profiline-cond-3310.html>. (accessed 2017-06-14T14:45:41Z).

- [16] Mettler Toledo, “Mettler Toledo Seven2Go Portable Conductivity Meters: S3:Thermometers,.” <https://www.fishersci.com/shop/products/mettler-toledo-seven2go-portable-conductivity-meters-s3/p-5105004>. (accessed 2017-06-14T14:46:49Z).
- [17] Libelium, “Smart Water Technical Guide,” 2017. Rev 7.0.
- [18] Atlas Scientific, “EC EZO Datasheet,” 2016. Rev 3.7.
- [19] c. o. S. o. Q. o. o. E. ou=Corporate Communications and H. Protection;, “Impacts of salinity — Environment, land and water.” <https://www.qld.gov.au/environment/land/soil/salinity/impacts/>, Oct. 2013. (accessed 2017-03-05T18:26:37Z).
- [20] F. J. Millero, R. Feistel, D. G. Wright, and T. J. McDougall, “The composition of Standard Seawater and the definition of the Reference-Composition Salinity Scale,” *Deep Sea Research Part I: Oceanographic Research Papers*, vol. 55, pp. 50–72, Jan. 2008.
- [21] UNESCO, “Tenth report of the joint panel on oceanographic tables an standars,” *UNESCO*, 1981.
- [22] K. Hill, T. Dauphinee, and D. Woods, “The extension of the Practical Salinity Scale 1978 to low salinities,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 11, no. 1, pp. 109–112, 1986.
- [23] K. M. a. S. S. Forch, C., “Berichte uber die konstantenbestimmungen zur aufstellung der hydrographischen tabellen,” 1902.
- [24] Igor Shkvorets, “Methods of Determination of Salinity — Salinometry.”
- [25] “Refractometer principles :,” May 2016.
- [26] Josell7, “English: Optical reflection: Critical angle and total internal reflection.,” Sept. 2012.
- [27] Kruess, “Digital-refractometer-dr-6000.png (270×282).” <http://www.kruess.com/images/digital-refractometer-dr-6000.png>. (accessed 2017-04-29T17:48:27Z).
- [28] refractometer, “Laboratory-refractometer-250x250.jpg (250×250).” <https://4.imimg.com/data4/NU/PR/MY-5151166/laboratory-refractometer-250x250.jpg>. (accessed 2017-04-29T17:48:02Z).
- [29] D. Idiata, “Investigation of the relationship between electrical conductivity and total dissolved solids for mono-valent , di-valent and tri- valent metal compounds. international journal of engineering research and reviews pp.40–48.,” vol. 3, 2015.

- [30] E. Hubert and C. Wolkersdorfer, “Establishing a conversion factor between electrical conductivity and total dissolved solids in South African mine waters,” *Water SA*, vol. 41, p. 490, July 2015.
- [31] W. H. Organization and others, “Uranium in drinking-water: Background document for development of WHO Guidelines for Drinking-water Quality,” 2004.
- [32] Ericsson, “Ericsson mobility report,” 2015.
- [33] SIGFOX, “Sigfox Launches The First Cellular Network Fully Dedicated To Low-Throughput M2M and IoT Communications.” <https://iotbusinessnews.com/2012/06/06/72157-sigfox-launches-the-first-cellular-network-fully-dedicated-to-low-throughput-m2m-and-iot-communications/>, June 2012. (accessed 2017-03-07T23:33:22Z).
- [34] SIGFOX, “Global coverage — Sigfox - Connectivity for the internet of things.” <http://www.sigfox.com/en/coverage>. (accessed 2017-03-08T02:15:22Z).
- [35] JC. Zuniga and B. Ponsard, “SIGFOX System Description,” 2016.
- [36] S. Dahmen-Lhuissier, “Low Throughput Networks.” <http://www.etsi.org/technologies-clusters/technologies/low-throughput-networks>. (accessed 2017-03-16T13:32:19Z).
- [37] M. Anteur, V. Deslandes, N. Thomas, and A.-L. Beylot, “Ultra narrow band technique for low power wide area communications,” pp. 1–6, 2015.
- [38] SIGFOX, “SIGFOX Network overview for technical professionals,” 2016.
- [39] thinkextra, “For Device Makers – Thinextra.”
- [40] Radiocrafts, “RC1682-SIG - Datasheet v1.05,” 2017.
- [41] Paul, “Sigfox downlink in details,” 2017-02-13T22:22:40+00:00.
- [42] SIGFOX, “Security of the Sigfox Network.”
- [43] SIGFOX, “The Kudelski Group and Sigfox partner on IoT device security.” <https://www.sigfox.com/en/press/kudelski-group-and-sigfox-partner-on-iot-device-security>. (accessed 2017-03-13T16:20:41Z).
- [44] SIGFOX, “STMicroelectronics Works with Sigfox to Extend Plug-and-Play IoT Security to Industrial and Consumer Device Makers.” <https://www.sigfox.com/en/press/stmicroelectronics-works-sigfox-to-extend-plug-and-play-iot-security-to-industrial-and>. (accessed 2017-03-13T16:20:43Z).

- [45] SIGFOX, “Trusted Objects and Sigfox partner to bring enhanced end to end security to Internet of Things applications.” <https://www.sigfox.com/en/press/trusted-objects-and-sigfox-partner-to-bring-enhanced-end-to-end-security-to-internet-of>. (accessed 2017-03-13T16:20:38Z).
- [46] G. Schatz, “SigFox Vs. LoRa: A Comparison Between Technologies & Business Models.” <https://www.link-labs.com/blog/sigfox-vs-lora>. (accessed 2017-03-16T13:50:29Z).
- [47] K. E. Nolan, W. Guibene, and M. Y. Kelly, “An evaluation of low power wide area network technologies for the Internet of Things,” in *Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), 2016 International*, pp. 439–444, IEEE, 2016.
- [48] Semtech Corporation, “LoRA FAQ.”
- [49] L. Alliance, “Lorawan - what is it?,” 2015.
- [50] Ingeniu, “The Making of RPMA,” 2016.
- [51] Ingeniu, “Eight Sigfox Surprises Awaiting IoT Device Makers.”
- [52] AT&T, “AT&T 2G network shutdown.” <https://www.att.com/esupport/article.html#!/wireless/KM1084805>. (accessed 2017-07-04T00:45:34Z).
- [53] A. Turner, “Budget mobile customers brace for Australia’s 2G shutdown,” *The Sydney Morning Herald*, Nov. 2016.
- [54] “2G network to be completely shut by Apr 18.” <http://www.channelnewsasia.com/news/singapore/2g-network-to-be-completely-shut-by-apr-18-8596618>. (accessed 2017-07-04T00:48:48Z).
- [55] B. Ray, “Ltem- other 3gpp iot technologies to get familiar with.” <https://www.link-labs.com/blog/lte-iot-technologies>. (accessed 2017-07-04T01:12:05Z).
- [56] Antti Ratilainen, “NB-IOT - LPWAN@IETF96 1.”
- [57] Ericsson, “Cellular networks for massive IoT,” 2016.
- [58] Nokia, “Lte-m – optimizing lte for the internet of things,” 2015.
- [59] Huawei, “Nb-iot – enabling new business opportunities,” 2015.
- [60] T. L. Ericsson, “Ericsson, AT&T and Qualcomm demonstrate VoLTE call for Internet of Things.” <http://globenewswire.com/news-release/2017/02/28/928334/0/en/Ericsson-AT-T-and-Qualcomm-demonstrate-VoLTE-call-for-Internet-of-Things.html>, Feb. 2017. (accessed 2017-07-15T11:48:54Z).

- [61] Andrew Pockson, “LTE for the IoT: Not one standard but many.” <http://www.newelectronics.co.uk/electronics-technology/lte-for-the-iot-not-one-standard-but-many/146360/>. (accessed 2017-07-15T11:55:23Z).
- [62] “SX1236IMLTRT Semtech — Mouser Portugal.” <http://pt.mouser.com/Search/ProductDetail.aspx?R=SX1236IMLTRTvirtualkey57390000virtualkey947-SX1236IMLTRT>. (accessed 2017-07-04T01:39:40Z).
- [63] Mouser, “ATA8520-GHQW Microchip Technology / Atmel — Mouser Portugal.” <http://pt.mouser.com/ProductDetail/Microchip-Technology-Atmel/ATA8520-GHQW/?qs=sGAEpiMZZMvNM%2fd3q5fCV3DErYr8B1%2f0wWe1kZpvlYM%3d>. (accessed 2017-07-04T01:38:29Z).
- [64] “Sigfox to transform global asset tracking with Spot’it, the world’s lowest cost Internet of Things (IoT) GPS-free geolocation service.” <https://www.sigfox.com/en/press/sigfox-to-transform-global-asset-tracking-spot-it-world-s-lowest-cost-internet-of-things-iot>. (accessed 2017-03-15T17:02:13Z).
- [65] RFID Journal, “Companies Trying Sigfox Spot’It Tags for Low-Cost Tracking - 2017-03-10 - Page 1 - RFID Journal.” <http://www.rfidjournal.com/articles/view?15779>. (accessed 2017-03-15T16:45:51Z).
- [66] Semtech Corporation, “Semtech LoRa Geolocation Used in Ireland’s Second Busiest Port to Track Shipping Assets.” <https://www.semtechinternational-ag.jp/Press-Releases/2016/Semtech-LoRa-Geolocation-Used-in-Ireland%E2%80%99s-Second-Busiest-Port-to-Track-Shipping-Assets.html>. (accessed 2017-03-15T17:08:20Z).
- [67] Semtech Corporation, “LoRa Technology offers native geolocation for IoT applications.” <http://view6.workcast.net/?cpak=1146345032859980&pak=9121547056931322>. (accessed 2017-03-15T17:28:38Z).
- [68] M. Rhee, H. Park, and J. Y. Cho, “Salicornia herbacea: Botanical, chemical and pharmacological review of halophyte marsh plant,” 2009.
- [69] P. Eganathan, H. Subramanian, R. Latha, and C. Srinivasa Rao, “Oil analysis in seeds of salicornia brachiata. industrial crops and products,” 2006.
- [70] I. Cybulska, T. Chaturvedi, G. P. Brudecki, Z. Kádár, A. S. Meyer, R. M. Baldwin, and M. H. Thomsen
- [71] Thermo Scientific, “Application Note Tip Log #107.”
- [72] Onset Hobo Data Loggers, “Conductivity Assistant Calculations Sea Water.”

- [73] S. W. Smith, *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*. San Diego, Calif: California Technical Pub, 1st ed ed., 1997.
- [74] Luis Orozco, "Programmable-Gain Transimpedance Amplifiers Maximize Dynamic Range in Spectroscopy Systems — Analog Devices." <http://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/programmable-gain-transimpedance-amplifiers.html>. (accessed 2017-04-11T14:50:26Z).
- [75] Microchip, "PIC18F47J13 Datasheet," 2016.
- [76] Alan Walsh, "Front-End Amplifier and RC Filter Design for a Precision SAR Analog-to-Digital Converter — Analog Devices." <http://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/front-end-amp-and-rc-filter-design.html>. (accessed 2017-04-24T17:35:33Z).
- [77] Farnell, "ER14505P - EVE - Battery, 3.6 V, AA, Lithium Thionyl Chloride, 2.7 Ah, Axial Leaded, 14.5 mm — Farnell element14 Portugal." http://pt.farnell.com/eve/er14505p/battery-lithium-aa-3-6v-axial/dp/1365938?ost=Lithium+3.6+2.7&searchView=table&isrfrnonsku=false&ddkey=http%3Apt-PT%2FElement14_Portugal%2Fsearch. (accessed 2017-07-04T15:42:02Z).
- [78] WTW, "TetraCon 325 Operating Manual," 2005.
- [79] P. Ramos, J. Pereira, H. Ramos, and A. Ribeiro, "A Four-Terminal Water-Quality-Monitoring Conductivity Sensor," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, pp. 577–583, Mar. 2008.
- [80] GlobalTop, "GlobalTop PMTK command packet," 2012.
- [81] NXP, "MMA8652FC Datasheet," 2015. Rev.3.3.
- [82] GlobalTop, "LadyBird- GPS Antenna Module Data Sheet," 2016.
- [83] NXP, "MMA8652FC, 3-Axis, 12-bit, Digital Accelerometer Datasheet," 2015.
- [84] Microchip, "MCP1700T Datasheet," 2016. Rev D.
- [85] Texas Instruments, "LM2776 Datasheet," 2017. Rev. 2017.
- [86] Analog Devices, "AD8226 Datasheet," 2017. Rev C.
- [87] Analog Devices, "AD8602 Datasheet," 2011. Rev G.
- [88] Analog Devices, "AD8607 Datasheet."
- [89] Analog Devices, "ADG 709 Datasheet," 2014. Rev E.

- [90] Texas Instruments, “OPA197 Datasheet,” 2016. Rev. October 2016.
- [91] Texas Instruments, “REF3330 Datasheet,” 2016. Rev. 2016.
- [92] IPMA, “Ipma- temperatura oceano.” <http://www.ipma.pt/pt/maritima/sat-sst/index-8days.jsp?area=zona2>. (accessed 2017-06-12T12:03:23Z).
- [93] Pedro Fonseca, *Sistemas de Instrumentação Electrónica*. 2011/2012 ed.
- [94] Maxim Integrated, “DS18B20 Datasheet,” 2015. Rev 4.
- [95] SIGFOX, “Link Quality: General knowledge - Sigfox Operations Knowledge Base.” <https://confluence.sigfox.com/display/OPSDB/Link+Quality%3A+general+knowledge>. (accessed 2017-06-17T16:28:32Z).
- [96] Atlas Scientific, “How to measure the conductivity of soil with an Atlas Scientific TM conductivity probe,” 2015.
- [97] Farnell, “GPS Modules & Receivers — Farnell element14 Portugal.” http://pt.farnell.com/w/c/wireless-modules-adaptors/communications-networking-modules/gps-modules-receivers/prl/results?sort=P_PRICE. (accessed 2017-07-10T15:02:40Z).
- [98] Analog Devices, “AD8601 Datasheet,” 2011. Rev.G.
- [99] OKAWA Electric Design, “3rd order Sallen-Key Low-pass Filter Design Tool.” <http://sim.okawa-denshi.jp/en/Sallenkey3Lowkeisan.htm>. (accessed 2017-06-29T01:55:50Z).
- [100] Taiwan Semiconductor, “TSM2311CX Datasheet.” Rev.A07.

Apêndice A

Algoritmo de Salinidade Prática

A.1 Algoritmo de cálculo

O algoritmo alargado para a Salinidade Prática permite calcular Salinidade para a gama de valores em 0 e 42 a temperaturas entre -3 e 35 °C.

A salinidade prática, S , é formulada em função do rácio (R_T), entre a condutividades da amostra e condutividade da referência (A.2), que tem o valor 4.2914 S/m a 15°C.

A compensação das condutividades para a temperatura da amostra, T , é feita (A.3) e (A.4).

$$S = \sum_{i=0}^5 (a_i + b_i f(T)) R_T^{\frac{i}{2}} - \frac{a_0}{1 + 1.5x + x^2} - \frac{b_0 f(T)}{1 + y^{\frac{1}{2}} + y^{\frac{3}{2}}} \quad (\text{A.1})$$

onde:

$$R_T = \frac{\kappa_{Amostra}(T)}{\kappa_{KCl}(15)r_t} \quad (\text{A.2})$$

onde: $\kappa_{KCl}(15) = 4.2914$ S/m

$$f(T) = \frac{T - 15}{1 + k(T - 15)} \quad (\text{A.3})$$

onde: $k = 0.0162$

e

$$r_T = c_0 + c_1 T + c_2 T^2 + c_3 T^3 + c_4 T^4 \quad (\text{A.4})$$

Constantes usadas em (A.1):

$x = 400R_T$	$y = 100R_T$
$a_0 = 0.008$	$b_0 = 0.0005$
$a_1 = -0.1692$	$b_1 = -0.0056$
$a_2 = 25.3851$	$b_2 = -0.0066$
$a_3 = 14.0941$	$b_3 = -0.0375$
$a_4 = -7.0261$	$b_4 = 0.0636$
$a_5 = 2.7081$	$b_5 = -0.01442$

Constantes usadas em (A.4):

$$\begin{aligned}c_0 &= 6.766097 * 10^{-1} \\c_1 &= 2.00564 * 10^{-2} \\c_2 &= 1.104259 * 10^{-4} \\c_3 &= -6.9698 * 10^{-7} \\c_4 &= 1.0031 * 10^{-9}\end{aligned}$$

Apêndice B

Hardware

B.1 Esquemático Elétrico

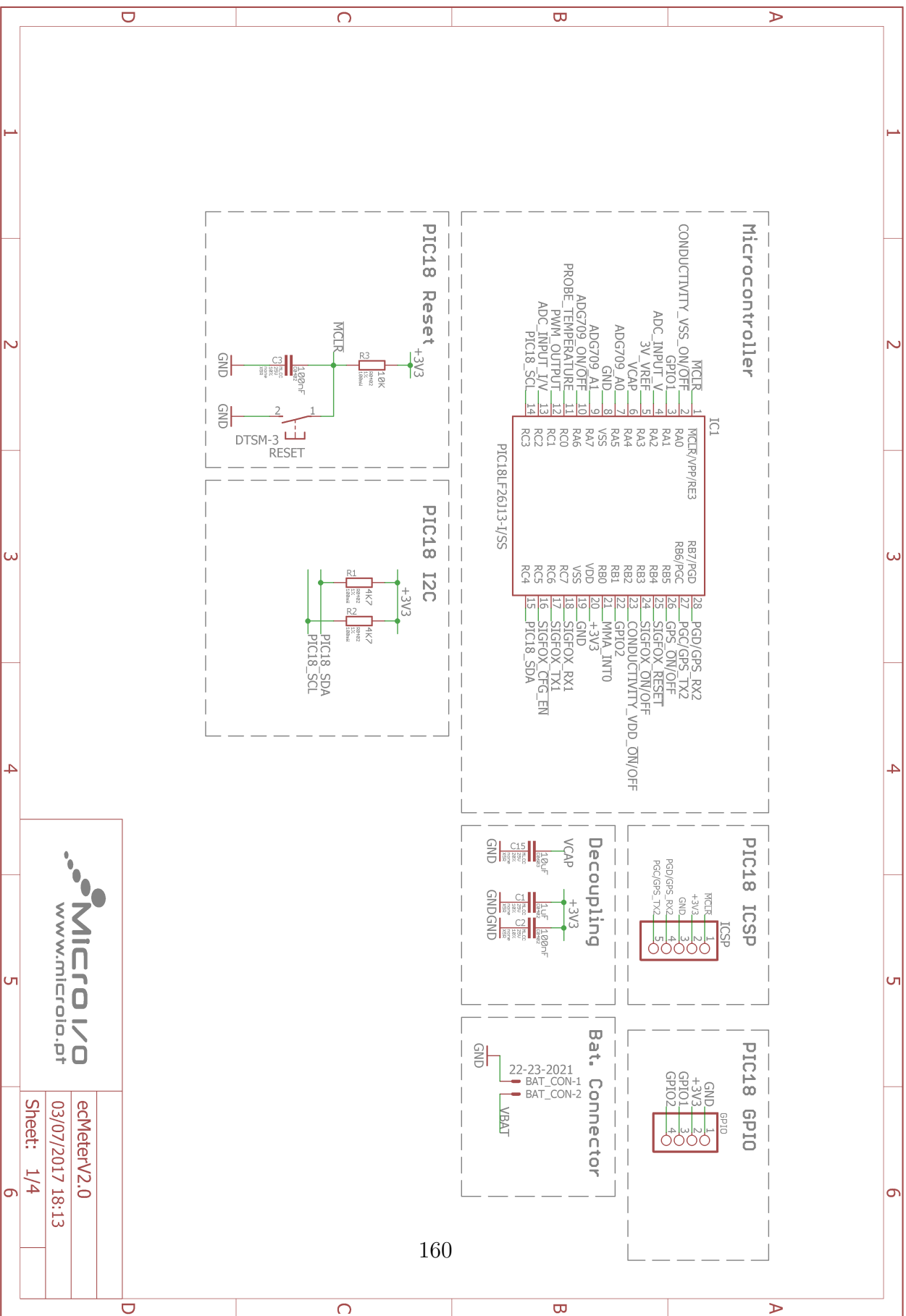


Figura B.1: Esquemático do circuito - seção do μC

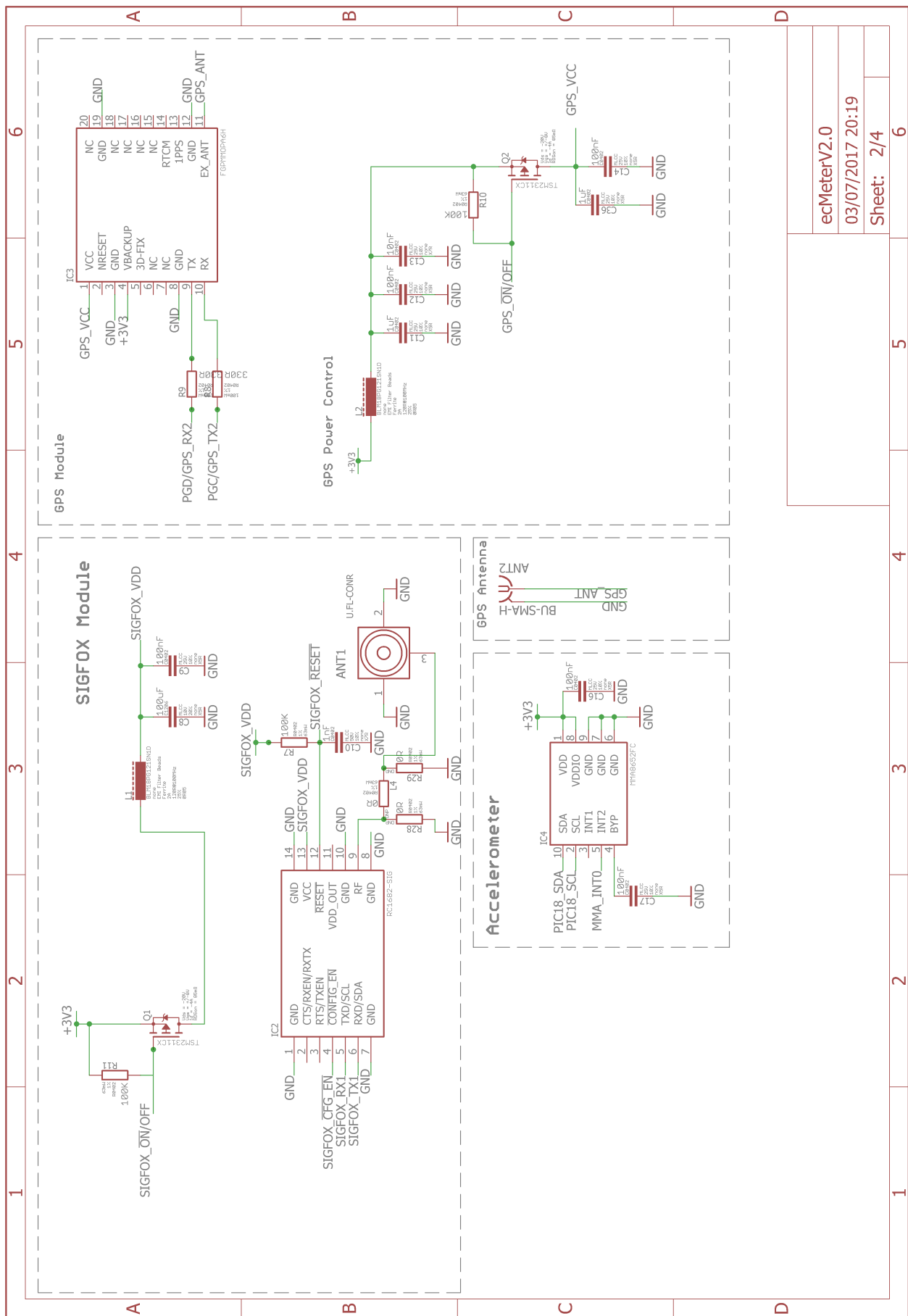


Figura B.2: Esquemático do circuito - secção de periféricos

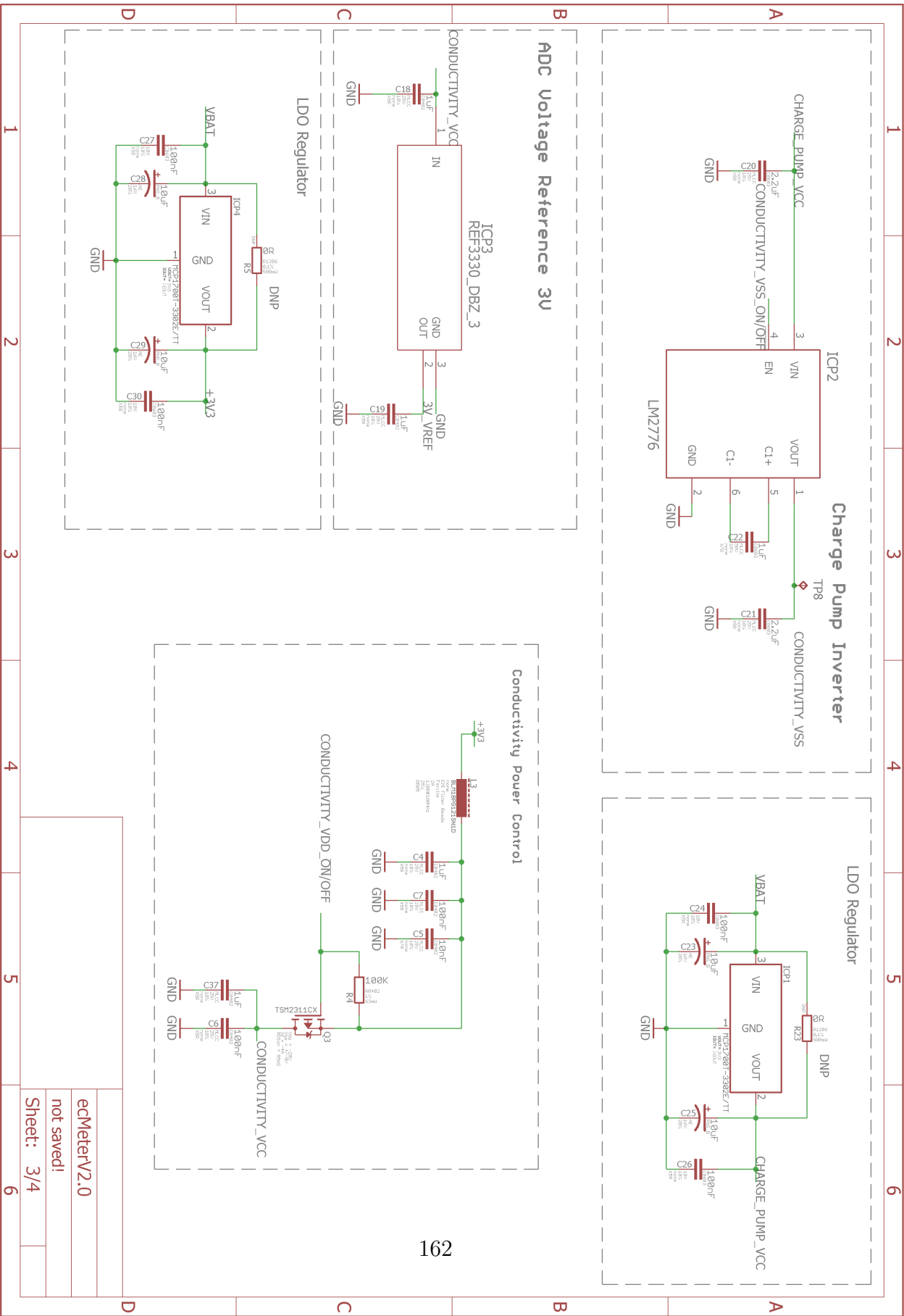


Figura B.3: Esquemático do circuito - seção de alimentação

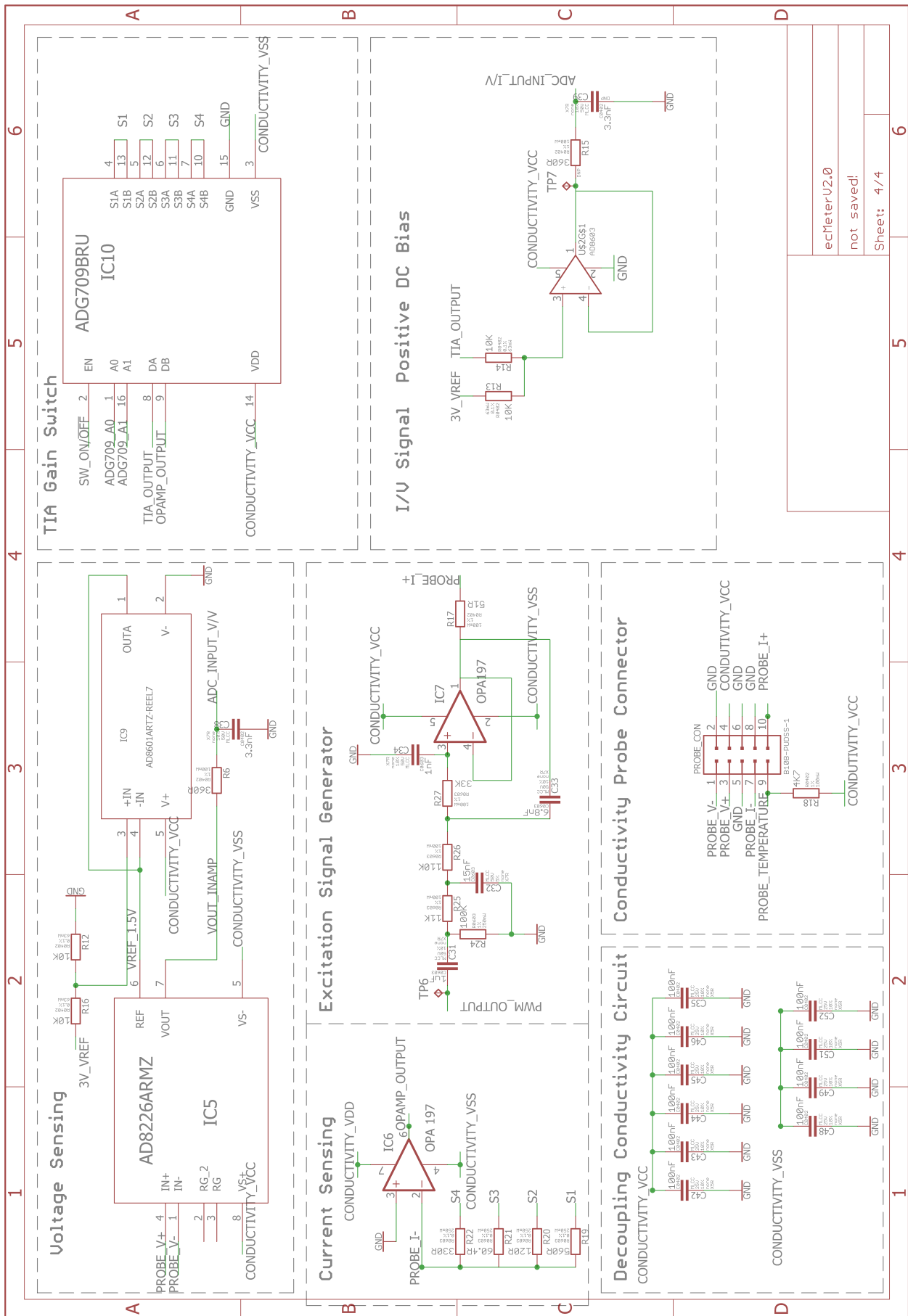


Figura B.4: Esquemático do circuito - secção de medição de condutividade

B.2 ADC

B.2.1 Características da ADC

Param No.	Symbol	Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Conditions
A01	NR	Resolution	—	—	12	bit	$\Delta V_{REF} \geq 3.0V$
A03	EIL	Integral Linearity Error	—	$<\pm 1$	± 2	LSb	$\Delta V_{REF} \geq 3.0V$
A04	EDL	Differential Linearity Error	—	$<\pm 1$	1.5	LSb	$\Delta V_{REF} \geq 3.0V$
A06	EOFF	Offset Error	—	$<\pm 1$	5	LSb	$\Delta V_{REF} \geq 3.0V$
A07	EGN	Gain Error	—	—	$<\pm 3.5$	LSb	$\Delta V_{REF} \geq 3.0V$
A10		Monotonicity	Guaranteed ⁽¹⁾			—	$V_{SS} \leq V_{AIN} \leq V_{REF}$
A20	ΔV_{REF}	Reference Voltage Range ($V_{REFH} - V_{REFL}$)	2.0 3	— —	— —	V V	$V_{DD} < 3.0V$ $V_{DD} \geq 3.0V$
A21	V_{REFH}	Reference Voltage High For 10-bit resolution For 12-bit resolution	V_{REFL} $V_{SS} + 3V$	— —	$V_{DD} + 0.3V$ $V_{DD} + 0.3V$	V V	
A22	V_{REFL}	Reference Voltage Low For 10-bit resolution For 12-bit resolution	$V_{SS} - 0.3V$ $V_{SS} - 0.3V$	— —	V_{REFH} $V_{DD} - 3V$	V V	
A25	V_{AIN}	Analog Input Voltage	V_{REFL}	—	V_{REFH}	V	
A30	Z_{AIN}	Recommended Impedance of Analog Voltage Source For 10-bit resolution For 12-bit resolution	— —	— —	2.5 1	k Ω k Ω	
A50	I_{REF}	V_{REF} Input Current ⁽²⁾	— —	— —	5 150	μA μA	During V_{AIN} acquisition. During A/D conversion cycle.

Figura B.5: Características da ADC do PIC18F26J13 (Adaptado de [75])

B.2.2 Requisitos da ADC

Param No.	Symbol	Characteristic	Min	Max	Units	Conditions
130	TAD	A/D Clock Period	0.8	12.5 ⁽¹⁾	μs	TOSC based, $V_{REF} \geq 3.0V$
131	TCNV	Conversion Time (not including acquisition time) ⁽²⁾	13	14	TAD	
132	TACQ	Acquisition Time ⁽³⁾	1.4	—	μs	
135	TSWC	Switching Time from Convert \rightarrow Sample	—	(Note 4)		
137	TDIS	Discharge Time	0.2	—	μs	

Figura B.6: Requisitos temporais da ADC do PIC18F26J13 (Adaptado de [75])

B.2.3 Cálculo do tempo mínimo de aquisição da ADC

Nesta secção será determinado o tempo mínimo de aquisição que o periférico ADC suporta. As equações e outros valores não discriminados foram retirados do *datasheet* [75] do fabricante.

$$T_{acq} = T_{AMP} + T_C + T_{Coff}(s) \quad (B.1)$$

onde:

T_{acq} - Tempo de Aquisição

T_C - Tempo de Carga do Condensador Interno

T_{Coff} - Coeficiente de Temperatura

O coeficiente de temperatura é dado pela equação (B.2) e a temperatura máxima considerada é 45 °C.

$$T_{Coff} = (Temp - 25^{\circ}C) \times 0.02\mu s/^{\circ}C = 0.5\mu s \quad (B.2)$$

O tempo de carga do condensador é dado pela equação (B.3), onde C_{HOLD} , R_{IC} e R_{SS} dizem respeito ao condensador e resistências que compõem o circuito interno de *Sample and Hold*. A variável n correspondente ao número de bits da ADC, e R_S diz respeito à impedância de saída da fonte de sinal. Os valores de C_{HOLD} , R_{IC} e R_{SS} são, de acordo com o fabricante, 25pF, 1k Ω e 2k Ω , respectivamente. O valor da impedância de saída considerado é o máximo utilizável na ADC de 12 bits, 1k Ω .

$$T_C = -(C_{HOLD}) \times (R_{IC} + R_{SS} + R_S) \times \ln(1/(2^{n+1})) = 0.9\mu s \quad (B.3)$$

Segundo o fabricante, o T_{AMP} é igual a 0.2 μs . Substituindo os valores na equação (B.1), tem-se que o T_{acq} é igual a **1.6 μs** .

B.2.4 Acondicionamento de Sinal

Para o cálculo da constante de tempo (τ) mínima para a ADC estabilizar em 1/2 LSB, assumindo que o degrau de entrada tem uma estabilização exponencial, então:

$$\tau = \frac{t_{ACQ}}{N_{tc}} \quad (B.4)$$

Onde t_{ACQ} é o tempo de aquisição da ADC e N_{TC} é o número de constantes de tempo necessário para estabilizar, este número pode ser calculado por:

$$N_{TC} = \ln \frac{V_{STEP}}{V_{halfLSB}} \quad (B.5)$$

em V_{STEP} corresponde à variação de tensão entre amostragens da ADC. O autor sugere que para sinais com frequências inferiores a 10 kHz o valor de V_{STEP} mínimo que deve ser assumido como 100mV.

$$V_{halfLSB} = \frac{V_{REF}}{2^{N+1}} V \quad (B.6)$$

$V_{halfLSB}$ corresponde ao erro de *settling*, que neste caso corresponde ao valor de tensão de metade do bit menos significativo. Para uma tensão de referência de 3V e uma ADC com 12 bits temos então que:

$$V_{halfLSB} = \frac{3V}{2^{12+1}} = 0.000366V$$

$$N_{TC} = \ln \frac{0.1}{0.000366} = 5.60$$

e finalmente, com um $t_{ACQ} = 2 \mu S$ calculado em (B.1);

$$\tau = \frac{2\mu S}{5.60} S = 0.357 \mu s$$

com $R = 360 \pm 1\% \Omega$ e $C = 3.3 \pm 10\% nF$

$$\delta\tau = C \times \delta R + R \times \delta C = 3.3n \times 3.6 + 360 \times 0.33n \iff \delta\tau = 0.1\mu s \quad (B.7)$$

B.3 AD8226

REFERENCE TERMINAL

The output voltage of the AD8226 is developed with respect to the potential on the reference terminal. This is useful when the output signal needs to be offset to a precise midsupply level. For example, a voltage source can be tied to the REF pin to level-shift the output so that the AD8226 can drive a single-supply ADC. The REF pin is protected with ESD diodes and should not exceed either $+V_s$ or $-V_s$ by more than 0.3 V.

For the best performance, source impedance to the REF terminal should be kept below 2Ω . As shown in Figure 58, the reference terminal, REF, is at one end of a $50 k\Omega$ resistor. Additional impedance at the REF terminal adds to this $50 k\Omega$ resistor and results in amplification of the signal connected to the positive input. The amplification from the additional R_{REF} can be computed by $2(50 k\Omega + R_{REF})/(100 k\Omega + R_{REF})$.

Only the positive signal path is amplified; the negative path is unaffected. This uneven amplification degrades CMRR.

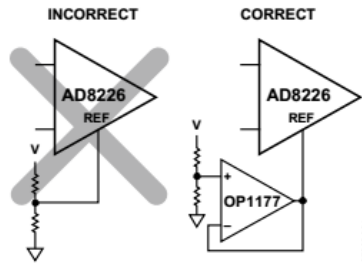


Figure 59. Driving the Reference Pin

Figura B.7: Configuração sugerida para a tensão de referência do InAmp AD8226 (Adaptado de [86])

B.4 AD8601

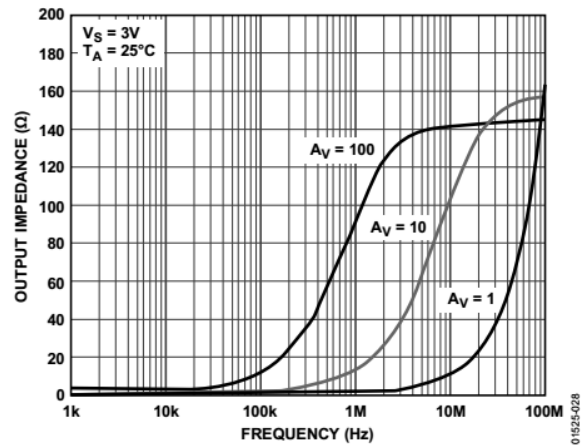


Figure 28. Output Impedance vs. Frequency

Figura B.8: Gráfico Frequência vs Impedância de Saída do OpAmp AD8601 (Adaptado [98])

B.5 AD8607

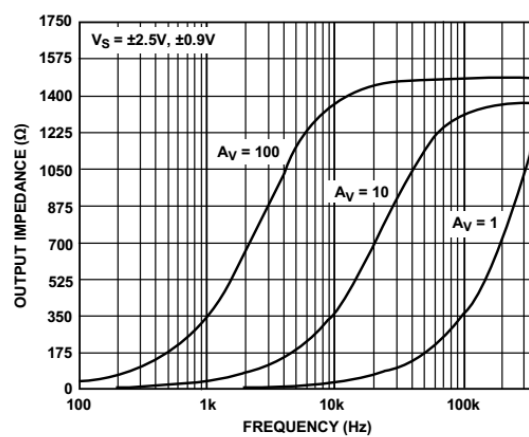


Figura B.9: AD8607 Impedância de Saída vs Frequência (Adaptado de [88])

B.6 Gerador de Sinal de Polarização da Sonda

Para a determinação teórica do valor eficaz da onda de polarização foi usada a ferramenta [99], onde foram obtidos os valores de atenuação de potência para cada harmônico e consequentemente determinados os correspondentes valores de atenuação de tensão.

Os valores de amplitude pré-atenuação foram calculados usando a equação (4.9).

Harmônico n ^o	Frequência	Amplitude (V)	Atenuação Filtro 3 ^a Ordem(dB)	Amplitude Pós Filtragem (V)
1	1kHz	2.101	-3	1.4874
2	3kHz	-0.700	-29.5	0.234
3	5kHz	0.420	-42	0.0033
4	7kHz	-0.300	-51	0.0008
5	9kHz	0.233	-57	0.0003
6	11kHz	-0.190	-63	0.0001
7	13kHz	0.162	-67	0.00007

Tabela B.1: Descrição do estado dos estados dos módulos no modo de Medição

O valor eficaz da onda corresponda ao somatório dos valores eficazes de todos os harmônicos. Considerando a onda sinusoidal como muito próxima da ideal, o valor eficaz de cada harmônico é dado por:

$$V_{sinal_{eficaz}} = \sum_{Num. Harmonico=1}^7 \frac{V_{Amplitude Pos Filtragem_{Num. Harmonico}}}{\sqrt{2}}$$

B.7 OPA197

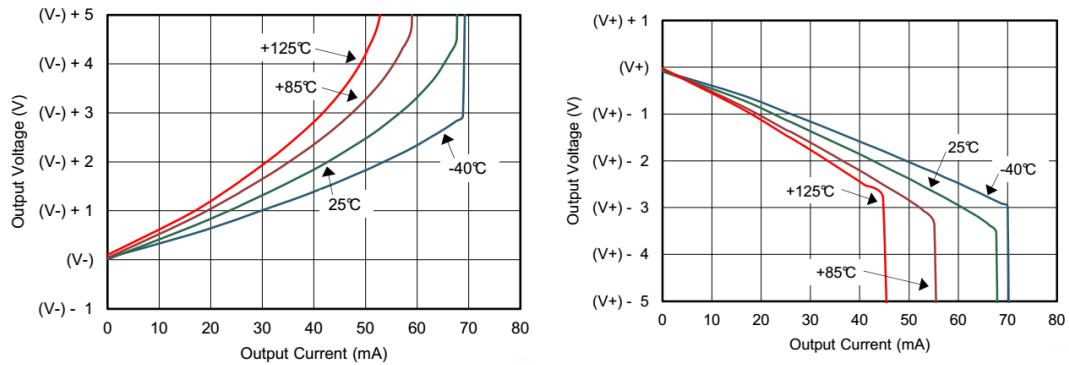


Figura B.10: Relação entre tensão do sinal de saída e corrente máxima capaz de fornecer a uma carga [90]

B.8 MOSFET

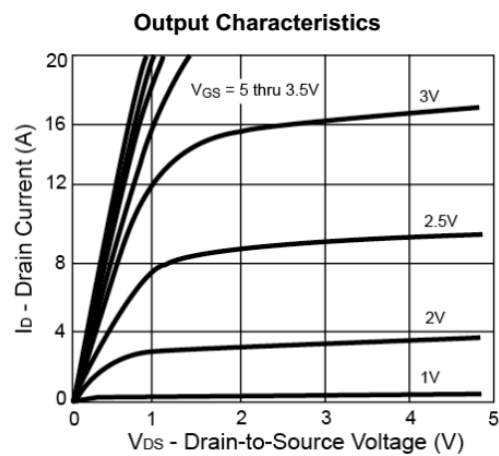


Figura B.11: Gráfico de relação V_{gs} , V_{ds} e corrente de dreno I_d (Adaptado [100])

B.9 PCB

B.9.1 Adaptação da pista para comunicação RF

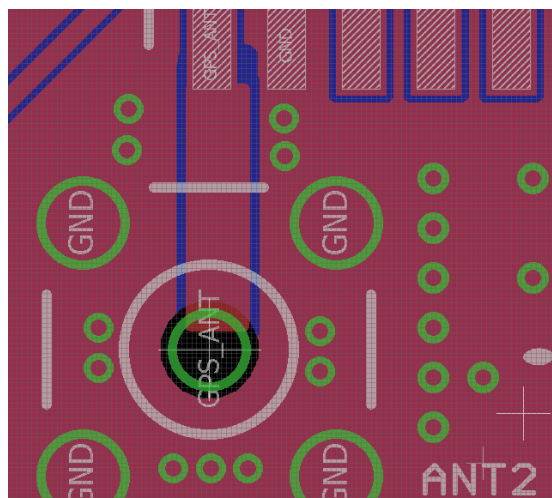


Figura B.12: *Layout* da PCB para adaptação da comunicação RF a 50 Ω utilizando linhas de transmissão

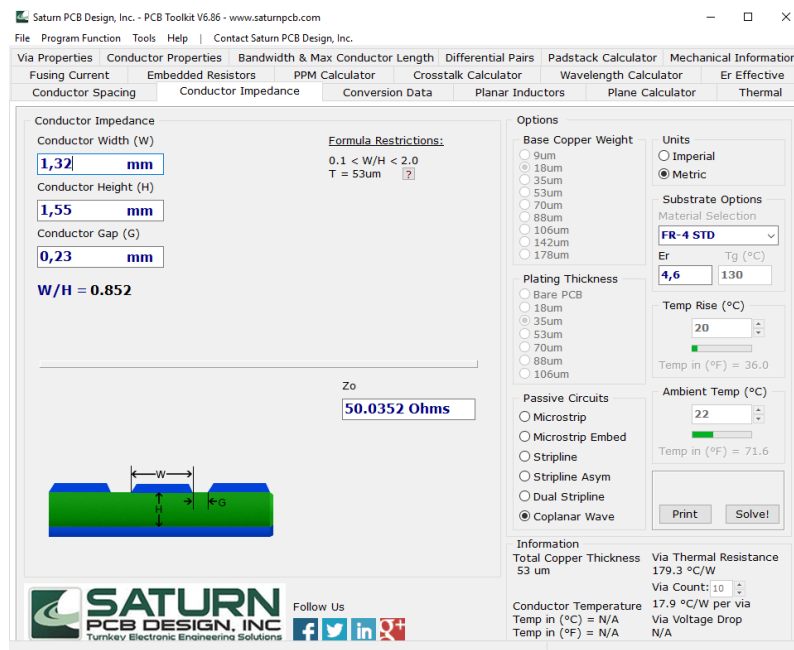


Figura B.13: Cálculo dos valores de largura e espaçamento entre condutores utilizando o *software* Saturn PCB Design

B.9.2 Layout PCB

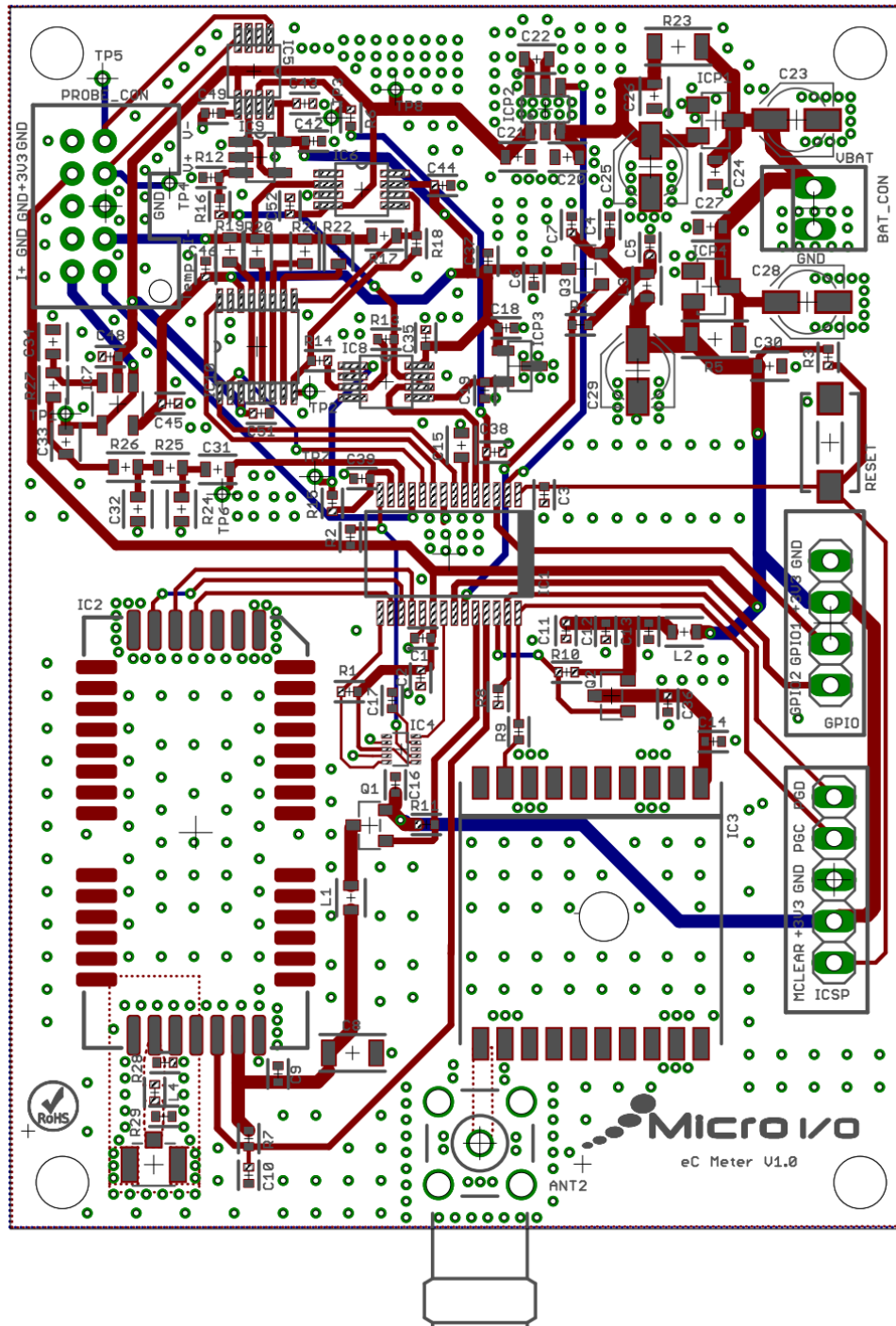


Figura B.14: *Layout* do circuito impresso com planos de massa escondidos

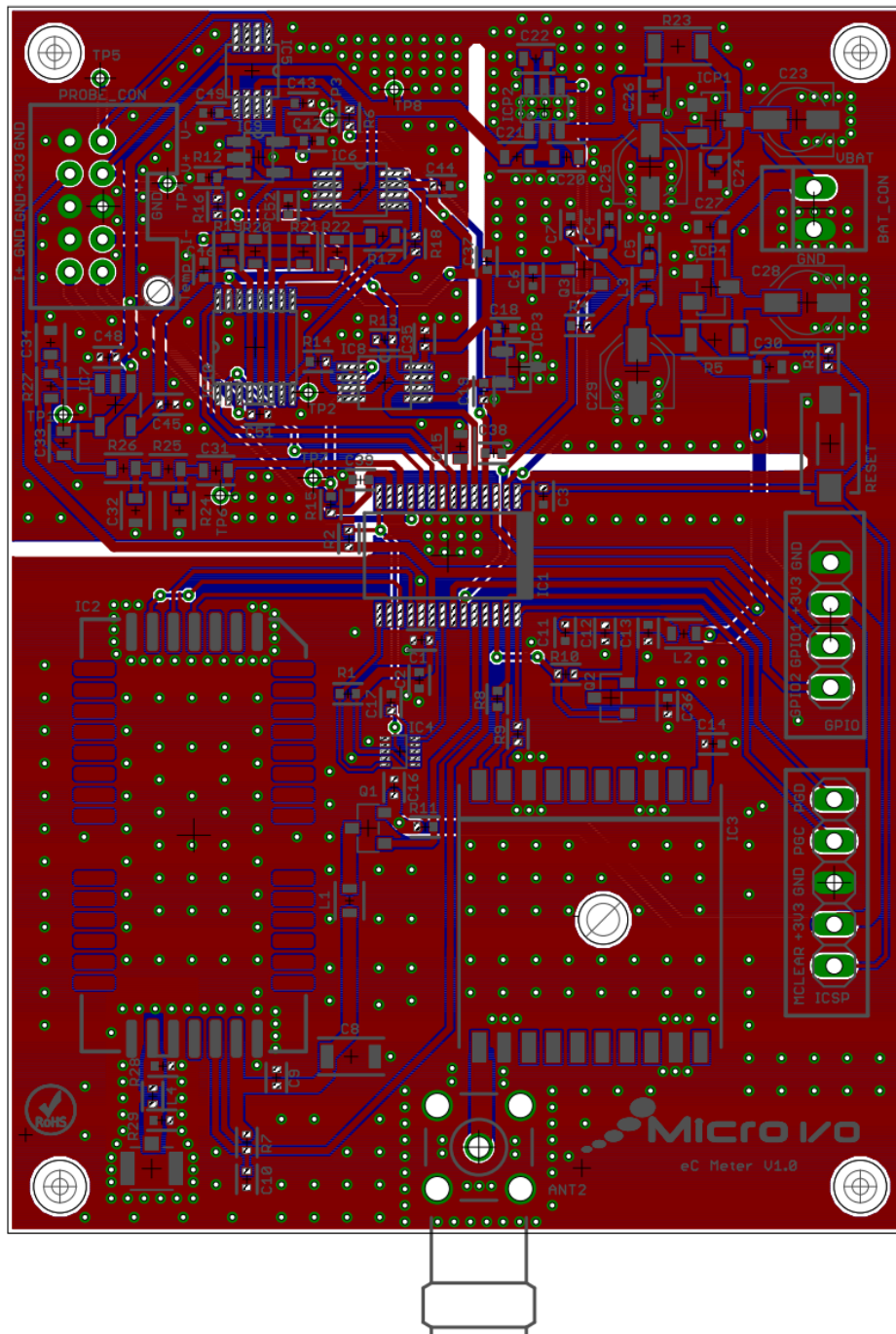


Figura B.15: *Layout* do circuito impresso com planos de massa

B.9.3 PCB Impressa

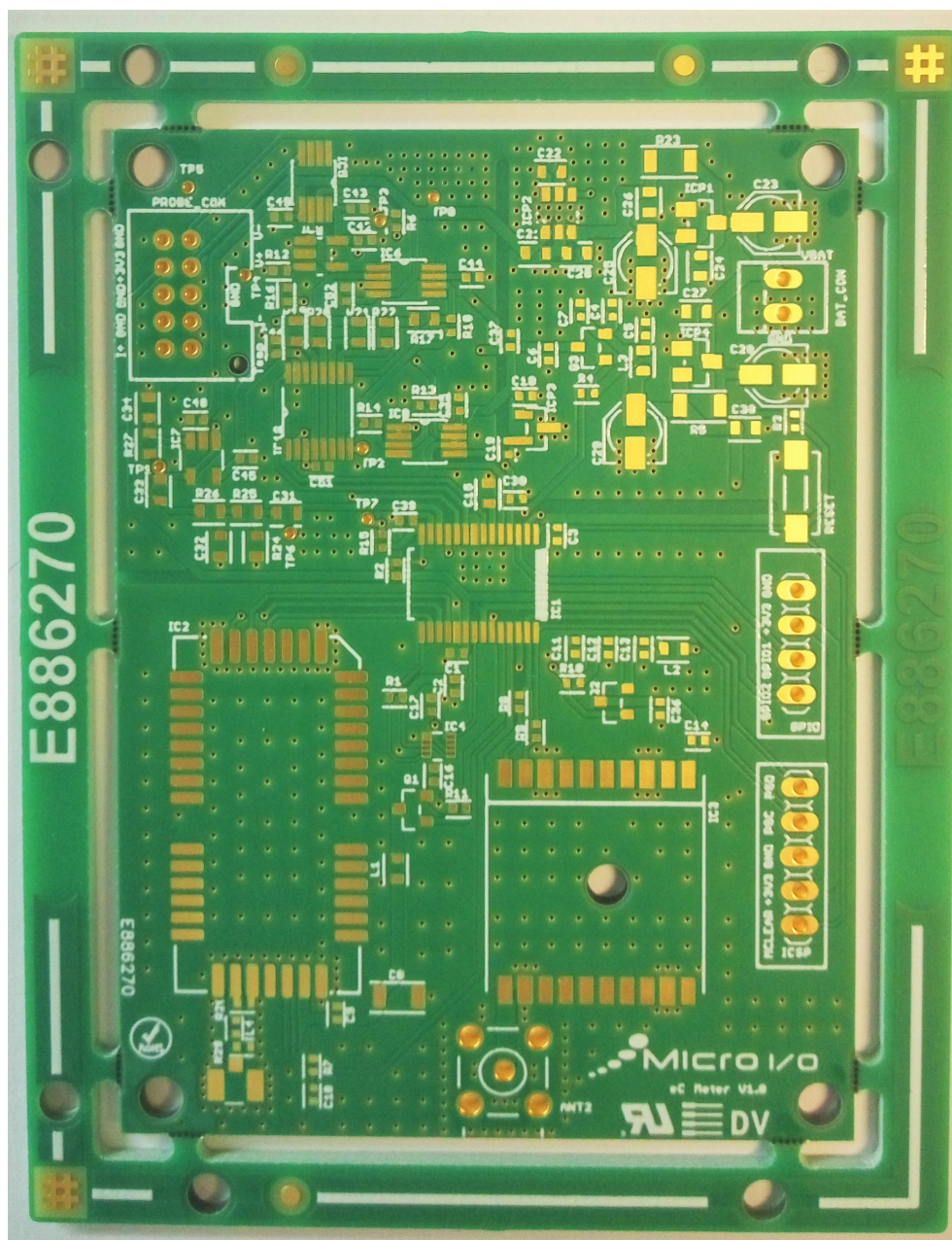


Figura B.16: Circuito impresso antes da fase de *assembly*

B.9.4 Fabrico e *Assembly* do Circuito Impresso

Stencil



Figura B.17: *Stencil* usado para a colocação da pasta de soldar

Soldadura



Figura B.18: Processo de soldadura

B.9.5 Célula de Condutividade

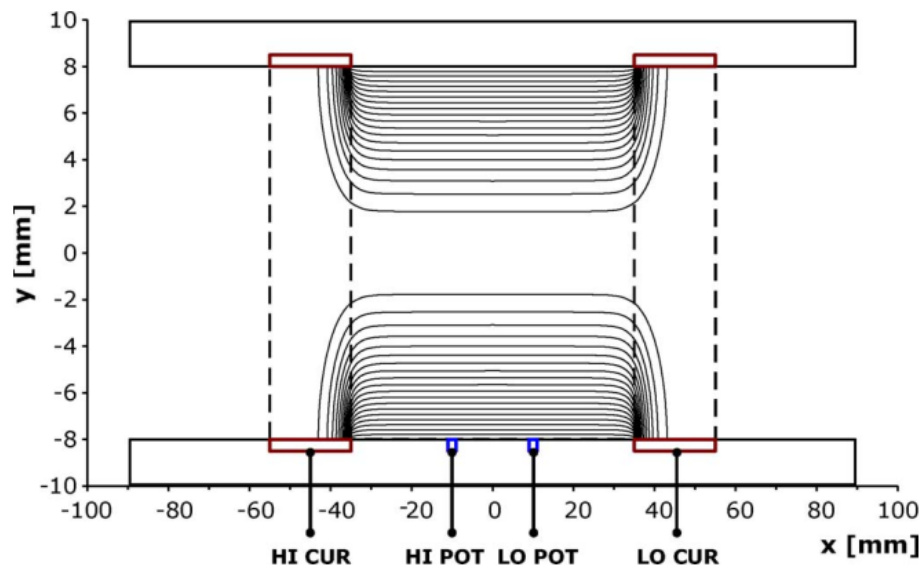


Figura B.19: Simulação das linhas de corrente, dentro da célula, entre os polos externos da sonda (Adaptado de [79])

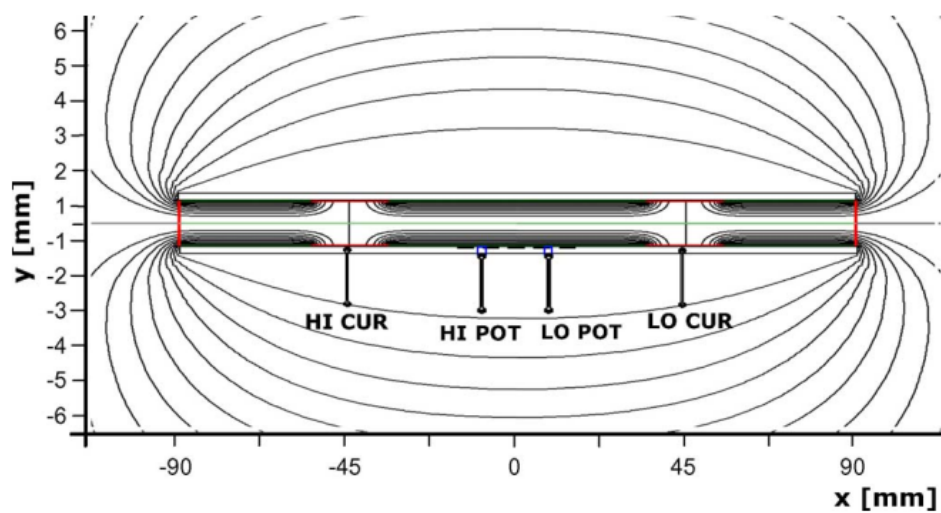


Figura B.20: Simulação das linhas de corrente dentro e fora da célula entre os polos externos da sonda (Adaptado de [79])

B.10 Erros

B.10.1 Erro Teórico da tensão de Referência 3V

$$V_{Ref} = V_{Ref3V} \times \frac{R2}{R1 + R2} \quad (B.8)$$

onde: $R = R1 = R2 = 10000 \pm 0.1\% \Omega$

$V_{Ref3V} = 3 \pm 0.05\% = 3 \pm 0.0015V$

$V_{drift_{Ref3V}} = 9ppm/^{\circ}C$ (Tip.)

$$\Delta V_{drift_{Ref3V}} = V_{out} \times TemperatureRange \times Drift \times 10^{-6} = 1.5mV$$

$$\Delta V_{Ref3V} = 1.5mV + 1.5mV = \mathbf{3\ mV}$$

Erro da tensão de Referência 1.5V

$$\Delta V_{Ref1.5V} = 2 \times \Delta R \times \frac{R \times V_{Ref3V}}{(2R)^2} + \Delta V_{Ref3V} \times \frac{1}{2}$$

$$\Delta V_{Ref1.5V} = 3mV$$

Erro ADC

Tendo em conta que a ADC, sempre que iniciada, efetua uma calibração e remove o erro de *offset*, o seu erro, designado por erro total não ajustado (TUE) é dado pela soma quadrática dos erros inerentes à ADC, listados em B.5, e a tensão de referência, mais concretamente, o erro de exatidão inicial e o erro de *drift*, especificados em 4.1.4. Este é representado matematicamente por:

$$TUE = (E.Ganho^2 + E.LinearDiferencial^2 + E.IntegralLinear^2 + E.Drift^2 + E.ExacInicial^2)^{1/2} \quad (B.9)$$

Como a ADC possui 12 bits, isto é 4096 níveis, e considerando o erro absoluto máximo tensão de referência em LSBs é dado por:

$$Exatidao\ Inicial = 0.05\% * 4096LSBs = 2.05LSBs$$

O erro de drift de 9 ppm/deg e o facto de o circuito estar desenhado para operar entre -10 °C e 45 °C, resultam em :

$$Erro\ de\ Drift = 9ppm/deg * (45 - (-10)) * 4096LSBs * 10^{-6} = 1.84LSBs$$

Considerando todos os erros e utilizando a formula mencionada, o valor máximo de erro total não ajustado é de **3.89 LSBs**, isto é, **2.7 mV**.

Erro Condutividade

A equação da condutividade é dada por:

$$\sigma = K_{int} \frac{I}{V}$$

Aplicando o teorema de propagação do erro tem-se:

$$\Delta\sigma = \Delta K_{int} \frac{I}{V} + \Delta I \frac{K_{int}}{V} + \Delta V \frac{K_{int} I}{V^2} (S/cm) \quad (B.10)$$

B.11 Resultados e Análise

RSSI	Number of basestation	Link Quality indicator
-122dBm < RSSI	3	EXCELLENT
-135dBm < RSSI < -122dBm	3	GOOD
-122dBm < RSSI	1 or 2	GOOD
-135dBm < RSSI < -122dBm	1 or 2	AVERAGE
RSSI < -135dBm	any	LIMIT

Figura B.21: Descrição da relação entre os indicadores de qualidade de ligação SIGFOX e os indicadores RSSI e número de *base stations* que recebem a mensagem (Adaptado de [95])

B.11.1 Condutímetro- *COND3110*

Accuracy (± 1 digit)	Variable	Accuracy	Temperature of the test sample
<i>X</i> / Temperature compensation			
	<i>Nonlinear (nLF)</i>	$\pm 0.5 \%$	0 °C ... + 35 °C according to EN 27 888
		$\pm 0.5 \%$	+ 35 °C ... + 50 °C enhanced nLF function
<i>SAL</i> / range			
	0.0 ... 70.0	± 0.1	+ 5 °C ... + 25 °C
		± 0.2	+ 25 °C ... + 30 °C
<i>T</i> [°C] / temperature sensor			
	<i>NTC 30</i>	± 0.1	
	<i>PT 1000</i>	± 0.1	

7.2 Measuring ranges, resolution, accuracy

Measuring ranges, resolution	Variable	Measuring range	Resolution
	<i>X</i> [$\mu\text{S}/\text{cm}$]	0.0 ... 199.9	0.1
		200 ... 1999	1
	<i>X</i> [mS/cm]	2.00 ... 19.99	0.01
		20.0 ... 199.9	0.1
		200 ... 1000	1

Figura B.22: Especificações de exatidão e resolução do condutímetro Cond3110 (Adaptado de [6])